

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

2007

Martin Mayer

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická – Katedra elektromagnetického pole

**Fázový posouvač s přepínáním filtrů typu
horní a dolní propust**

červen 2007

Autor práce:

Martin Mayer

Vedoucí práce:

Ing. Jan Šístek, Ph.D.

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická - Katedra elektromagnetického pole

X17BAP – BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Studen: **Martin Mayer**

Název bakalářské práce: Fázový posouvač s přepínáním filtrů typu horní a dolní propust

Pokyny pro vypracování:

Seznamte se s různými typy fázových posouvačů pro mikrovlnná pásma. Zaměřte se na typy, jež lze snadno realizovat ve struktuře mikropáskového vedení, resp. s využitím diskretních součástek pro povrchovou montáž.

V praktické části navrhnete a realizujete fázový posouvač založený na přepínání mezi filtry typu dolní a horní propust. Porovnejte různé možnosti obvodové realizace (úseky mikropáskových vedení, soustředěné součástky). Realizovaný vzorek změřte a zhodnoťte dosažené výsledky.

Posouvač je určen pro střední frekvenci alespoň 1 GHz s minimálním fázovým posuvem 45 stupňů.

Vedoucí práce: Ing. Jan Šístek, Ph.D.

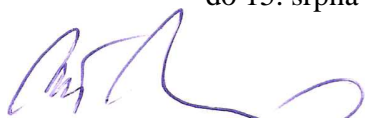
Rozsah průvodní zprávy: 20-50 stran

Doporučená literatura:

[1] Garver, R.V.: Broad-Band Diode Phase Shifters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 20, no. 5, May 1972, pp. 314-323.

[2] Hoffmann, K.: Planární mikrovlnné obvody. Praha, ČVUT 2001, ISBN 80-01-02115-7.

Termín odevzdání: 4. června 2007
do 15. srpna 2007



Prof. Ing. Miloš Mazánek, CSc.
vedoucí katedry elektromagnetického pole



Prof. Ing. Zbyněk Škvor, CSc.
děkan FEL

V Praze, 15.2.07

Čestné prohlášení

Byl jsem seznámen s tím, že na mou bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, zejména §60 (školní dílo).

Prohlašuji, že jsem zadanou bakalářskou práci zpracoval sám s přispěním vedoucího práce a konzultantů a používal jsem pouze literaturu v práci uvedenou. Dále prohlašuji, že nemám námitek proti půjčování nebo zveřejňování mé bakalářské práce nebo její části se souhlasem katedry.

V Praze dne 1. června 2007

.....

Martin Mayer

Poděkování

Děkuji panu doktoru Janu Šístkovi za odborné vedení práce, cenné rady a připomínky a za pomoc se sháněním materiálu.

Abstrakt

Fázový posouvač s přepínáním filtrů typu horní a dolní propust

Práce představuje různé typy fázových posouvačů vhodných pro mikrovlnná pásma. Pro každý typ je uvedený stručný popis jejich funkce a zapojení a jsou zmíněny nejdůležitější parametry. Některé z nich jsou prezentovány i formou praktické simulace.

Detailněji se zabývá návrhem fázového posouvače s přepínáním filtrů typu horní a dolní propust s posuvem 90° v pásmu okolo 1GHz. Cílem je navrhnout a zrealizovat obvod na mikropáskové struktuře s použitím diskrétních součástek pro povrchovou montáž SMD. Podmínkou je co nejširší pásmo s konstantním posuvem fáze a nízkými odrazy na vstupu.

Klíčová slova:

fázový posouvač, fázový posouvač typu horní a dolní propust, Wilkinsonův dělič výkonu, mikropáskové vedení, součástky pro povrchovou montáž SMD

High-pass / low-pass phase shifter

This work presents various types of phase shifters suitable for microwave band. For each type there is a concise description of its function, circuit and its main characteristics. Some of them are presented by means of practical simulation.

In detail it is concerned with high-pass / low-pass phase shifter for 90 degree centered at 1 GHz. The goal is to design and implement a circuit on a microstrip line with surface mount devices. The requirement is the broadest band with constant phase shift and small reflections over the band from entry.

Keywords:

phase shifter, High-pass / low-pass phase shifter, Wilkinson power splitter, microstrip line, surface mount device, SMD

Obsah

| | |
|---|----|
| Seznam použitých zkratk a symbolů | 3 |
| 1 Úvod | 4 |
| 1.1 Využití v technické praxi..... | 5 |
| 2 Teorie..... | 7 |
| 2.1 Druhy posouvačů..... | 7 |
| 2.1.1 Fázový posouvač s přepínáním vedení..... | 7 |
| 2.1.2 Fázový posouvač typu horní propust/dolní propust (HP/DP)..... | 8 |
| 2.1.3 Fázový posouvač s odrazem | 9 |
| 2.1.4 Schiffmanův fázový posouvač | 10 |
| 2.1.5 Fázový posouvač se zatíženým vedením..... | 12 |
| 2.1.6 Feroelektrický fázový posouvač | 12 |
| 2.1.7 Feromagnetický fázový posouvač..... | 13 |
| 2.1.8 Fázový posouvač s varikapem | 13 |
| 2.1.9 Wildsův fázový posouvač | 13 |
| 2.2 Wilkinsonův dělič výkonu pro fázové posouvače..... | 14 |
| 2.2.1 Jednoduchý Wilkinsonův dělič | 14 |
| 2.2.2 Kompenzovaný Wilkinsonův dělič | 15 |
| 2.2.3 Mnohastupňový dělič výkonu | 15 |
| 2.3 Modely součástek SMD pro mikropásková vedení..... | 16 |
| 2.3.1 SMD rezistor | 17 |
| 2.3.2 SMD kapacitor..... | 17 |
| 2.3.3 SMD induktor | 18 |
| 3 Vlastní výsledky simulací | 19 |
| 3.1 Fázový posouvač s přepínáním vedení | 19 |
| 3.2 Fázový posouvač s odrazem | 20 |
| 3.3 Schiffmanův fázový posouvač..... | 21 |
| 3.4 Wildsův fázový posouvač..... | 22 |
| 3.5 Fázový posouvač se zatíženým vedením | 24 |

| | | |
|-------|--|----|
| 3.6 | Fázový posouvač typu horní propust/dolní propust (HP/DP)..... | 26 |
| 3.6.1 | Fázový posouvač typu horní propust/dolní propust..... | 26 |
| 3.6.2 | Fázový posouvač typu HP/DP pro různé hodnoty posuvu | 28 |
| 3.6.3 | Fázový posouvač typu HP/DP pro posuv 45° | 28 |
| 3.6.4 | Fázový posouvač typu HP/DP pro posuv 90° | 30 |
| 3.6.5 | Fázový posouvač typu HP/DP pro posuv 135° | 32 |
| 3.6.6 | Fázový posouvač typu HP/DP pro posuv 180° | 34 |
| 3.6.7 | Porovnání výsledků v závislosti na změně navrhovaného posuvu | 36 |
| 4 | Návrh, simulace a realizace fázového posouvače typu HP/DP..... | 39 |
| 4.1 | Výběr zapojení posouvače..... | 39 |
| 4.2 | Modelování a optimalizace posouvače | 41 |
| 4.3 | Návrh děliče pro posouvač | 44 |
| 4.3.1 | Výběr děliče..... | 44 |
| 4.3.2 | Návrh, simulace a realizace dvoustupňového děliče výkonu | 46 |
| 4.4 | Celkový návrh bloku dělič + posouvač..... | 48 |
| 4.5 | Simulace výtěžnosti..... | 51 |
| 4.6 | Mechanické provedení obvodu..... | 52 |
| 4.7 | Výsledek měření..... | 54 |
| 5 | Závěr..... | 57 |
| | Použitá literatura..... | 58 |
| | Příloha č.1- Schémata obvodu pro simulaci | 59 |

Seznam použitých zkratek a symbolů

- HP – horní propust
- DP – dolní propust
- QAM – kvadraturní amplitudová modulace
- R – odpor
- L – indukčnost
- C – kapacita
- A – výkon
- λ – vlnová délka
- f – frekvence
- $\text{tg } \delta$ – ztráty
- σ – vodivost
- ϵ_r – relativní permitivita dielektrika
- l – délka vedení
- θ – elektrické délka vedení
- w – šířka vedení
- t – tloušťka mikropásku
- h – tloušťka dielektrika
- Z_e – impedance vázaného vedení při sudém buzení
- Z_o – impedance vázaného vedení při lichém buzení
- Z – impedance vedení
- Z_0 – vlnová (charakteristická) impedance
- Φ – fázový posuv
- S_{ij} – rozptylové parametry
- pásmo-C – 4 až 8GHz
- pásmo-X – 8 až 12,4GHz
- pásmo-Ka – 26,4 až 40GHz
- pásmo-W – 75 až 110GHz
- T - článek – obvod začínající a končící podélně situovanou součástí
- Π - článek – obvod začínající a končící příčně situovanou součástí

1 Úvod

Fázové posouvače se používají k změně fáze signálu. Změna fáze je brána jako rozdíl fází na výstupu mezi referenčním a posunutým signálem. Ideální fázový posouvač přenáší signál v požadovaném frekvenčním pásmu bez ztrát, s minimálním zpožděním a s konstantním posuvem. V závislosti na konstrukci jednotlivých typů je dosaženo různé šíře pásma. Zpoždění signálu je způsobeno průchodem signálu jednotlivými prvky obvodů a vedeními. Většina fázových posouvačů je reciproká a pracuje stejně, přichází-li signál z jedné nebo z druhé strany. Fázové posouvače mohou být rozděleny podle různých kritérií: podle druhu obvodů a jejich prvků, kterými je dosaženo vzájemného posuvu mezi signály, jedná-li se o konstantní posuv pro danou frekvenci nebo je-li možné jej řídit, a podle způsobu, jakým je tohoto řízení změny úhlu posuvu dosaženo. Posuvu je docíleno různým zapojením vedení (koaxiální kabely, vlnovody, mikropásková vedení) nebo prvky se soustředěnými parametry (indukčnosti, kondenzátory, diody), případně jejich kombinací. Další nezbytnou součástí některých obvodů jsou děliče výkonu nebo spínací či přepínací diody. Fázové posouvače mohou být řízeny elektricky, magneticky nebo mechanicky.

Fázový posouvač typu horní propust/dolní propust (HP/DP) je posouvačem založeným na různém posuvu mezi dvěma větvemi obvodu, kde základem jedné je filtr typu horní propust a druhá je filtr typu dolní propust. Pro správnou funkci obvodu musí být splněn požadavek na propustnost obou filtrů, aby nedocházelo k utlumení signálu na jedné, druhé nebo obou větvích. Různě složitou strukturou filtrů a hodnotami součástek lze dosáhnout různých posuvů na různých frekvencích. Průchodem signálu skrz složitější filtr lze docílit většího posuvu, ale také užšího pásma. Filtry lze realizovat z SMD součástek, planárními mikrovlnnými obvody nebo jejich kombinací. Při vzrůstající frekvenci se zvyšují požadavky na první rezonanční frekvenci u SMD součástek a přesnost osazení ke kalibrační rovině. V nižších frekvenčních pásmech narůstají hodnoty kapacit a indukčností, a tím složitější je takový obvod realizovat planárně. Mezi jednotlivými součástkami filtrů jsou úseky vedení, z důvodu montáže součástek, které ovlivňuje posuv i frekvenční pásmo.

K funkci mnohých posouvačů je zapotřebí dalších součástek nebo i celých obvodů. Spínací nebo přepínací diody, které pouští signál do jedné nebo druhé větve obvodu, cirkulátory, které určují směr signálu v obvodu, děliče výkonu, které rozdělují signál do větví, atd. Tyto součásti musejí být frekvenčně přizpůsobeny a nesmějí negativně ovlivňovat zbylý obvod.

Častým typem děliče pro fázové posouvače je Wilkinsonův dělič výkonu. Dělič výkonu nejen dělí nejen dělí signál do jednotlivých větví, ale také je vzájemně izoluje. Výkon signálu může dělit symetricky i asymetricky. Šířka pásma použití záleží na jeho stupni a případné kompenzaci.

Prvky se soustředěnými parametry jsou realizovány součástkami pro povrchovou montáž SMD. V jednotlivých řadách nabízejí různý výběr a toleranci hodnot, z kterých se vybírá pro dosažení požadované přesnosti výstupních hodnot obvodu. Povrchová montáž zjednodušuje výrobu a jednotlivé součástky lze připájet přímo na mikropásek bez větších úprav.

1.1 Využití v technické praxi

Fázové posouvače se v dnešní době využívají v širokém spektru přístrojů a jsou jejich více či méně důležitou součástí. Níže jsou popsány některé z jejich nejčastějších využití. Fázový posouvač je pro některá zařízení naprosto nezbytný.

Fázový posouvač je nepostradatelným obvodem pro fázovou modulaci. Fázová modulace je založena na řízeném posuvu fáze přenášeného signálu. K fázové modulaci není zapotřebí širokopásmového posouvače, jelikož nosný signál má většinou konstantní frekvenci. Počet jednotlivých stavů přenášeného signálu závisí na počtu stavů posouvače.

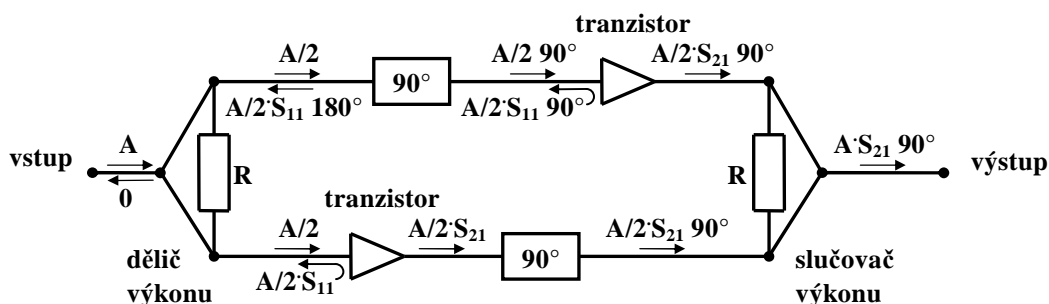
Dalším využitím v oblasti modulací je pro QAM, která je založena na dvou vzájemně posunutých signálech o 90° . Pro základní QAM vystačí úzkopásmový posouvač s dvěma hodnotami posuvu. Pro QAM64 nebo QAM256 je zapotřebí posouvač s širokým pásmem. Ten může být realizován z paralelně zapojených úzkopásmových posouvačů pro jednotlivá pásma.

V komunikační technice se často využívá v anténních řadách. Různým fázovým posuvem a velikostí amplitudy signálu do jednotlivých antén řady lze ovlivnit její směrovost. Umožňuje zpracování signálu přicházejícího ze dvou nebo více antén. Fázové posouvače v anténních řadách musí poskytovat posuv pro pásmo, pro které je anténní řada navržena.

Fázové posouvače nenacházejí uplatnění jen v komunikační technice, ale i v měřicí technice. Fázový posouvač je nedílnou součástí vektorvoltmetrů a vektorových analyzátorů.

Fázových posouvačů lze využít i v balančních zesilovačích (Obr. 1). Dvojího průchodu signálu fázovým posouvačem na jedné větvi balančního zesilovače je využito ke kompenzování odraženého signálu v druhé větvi obvodu. Signál je na vstupu rozdělen děličem výkonu na dvě větve. Jedna větev vede přímo k tranzistoru, zatímco druhá prochází skrz 90° fázový posouvač do druhého tranzistoru. Část signálu je odražena zpět. Na větvi bez

posouvače se vrací neposunutý signál, zatímco na druhé větvi je signál již před odrazem posunut o 90° a jeho opětovným průchodem se signál posune o 180° . Aby na výstupu byly oba signály opět sečteny ve správné fázi, musíme ještě na větvi bez posouvače umístit další posouvač za tranzistor, čímž zajistíme stejný posuv na výstupu. Stejný princip vyrušení odraženého signálu od tranzistoru z obou větví platí i pro signál přicházející z druhé strany. Těto vlastnosti lze využít pro snížení zpětných odrazů z dalšího prvku obvodu a snížení šumu celkového obvodu. K zvýšení výkonové schopnosti lze přidávat další páry větví a docílit tak ještě většího zesílení bez vlivu odražených signálů na zbytek obvodu.



Obr. 1: Balanční zesilovač

2 Teorie

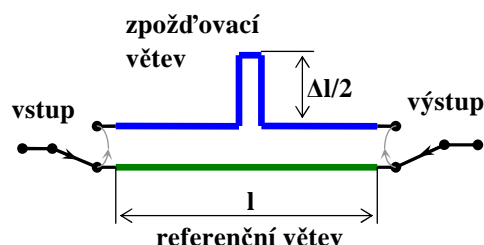
2.1 Druhy posouvačů

2.1.1 Fázový posouvač s přepínáním vedení

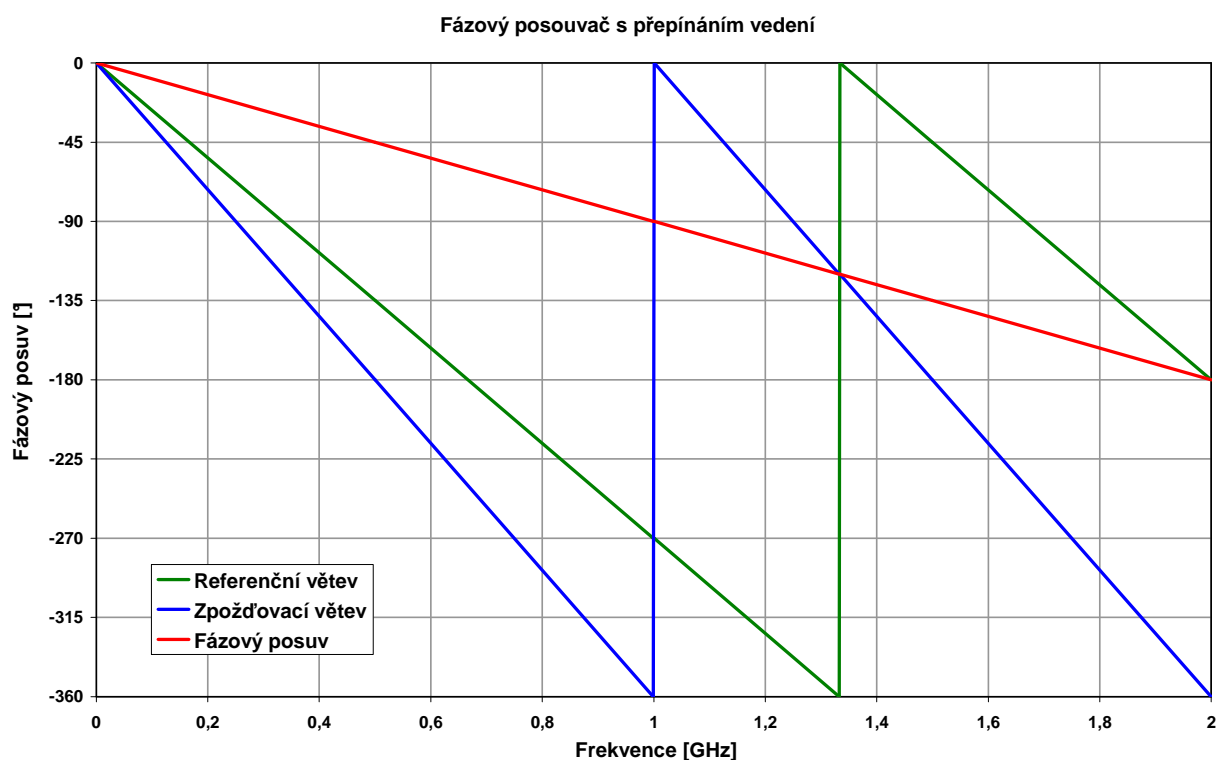
Jedná se o jednoduchý fázový posouvač založený na principu dvou rozdílně dlouhých vedení (Obr. 2). Fázový posuv může být velmi jednoduše vypočítán jako rozdíl elektrické délky mezi referenčním vedením a zpožd'ovací vedením.

Vedení větve s posunutým signálem musí být pro danou frekvenci delší o tolik elektrických délek proti referenčnímu vedení (ve stupních), o kolik stupňů chceme změnit jeho posuv. Fázový posuv je lineárně závislý na frekvenci (Obr. 3). Velká frekvenční

závislost je vyvážená velmi malými vložnými ztrátami, impedančním přizpůsobením obvodu, jednoduchým výpočtem posuvu pro požadovanou frekvenci a jednoduchou konstrukcí. Typické hodnoty ztrát jsou 1 dB v pásmu-X, 2 dB v pásmu-Ka a 3 dB pro pásmo-W. V mikrovlnné technice je především uplatněna konstrukce z mikropáskových vedení, ale lze využít koaxiálního kabelu nebo vlnovodu. Z důvodů vyvedení obou vedení ve stejném bodě reálného obvodu je nutno na posouvacím vedení vyrobit jeden nebo více meandrů. Mechanickým prodloužením délky vedení lze měnit velikost posuvu, takzvané pozounové vedení. Poskládáním jednotlivých posouvačů do kaskády lze vytvořit posouvač s proměnným úhlem posuvu. Fázovému posouvači s přepínáním vedení se věnují články „Switched Line Phase Shifters“ [3] a [1] strany 314-316.



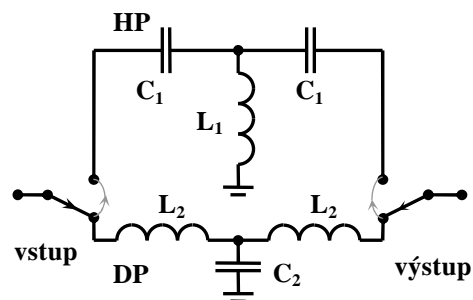
Obr. 2: Fázový posouvač s přepínáním vedení



Obr. 3: Závislost posuvu fáze na frekvenci fázového posouvače s přepínáním vedení; převzato z „Switched Line Phase Shifters“ [3]

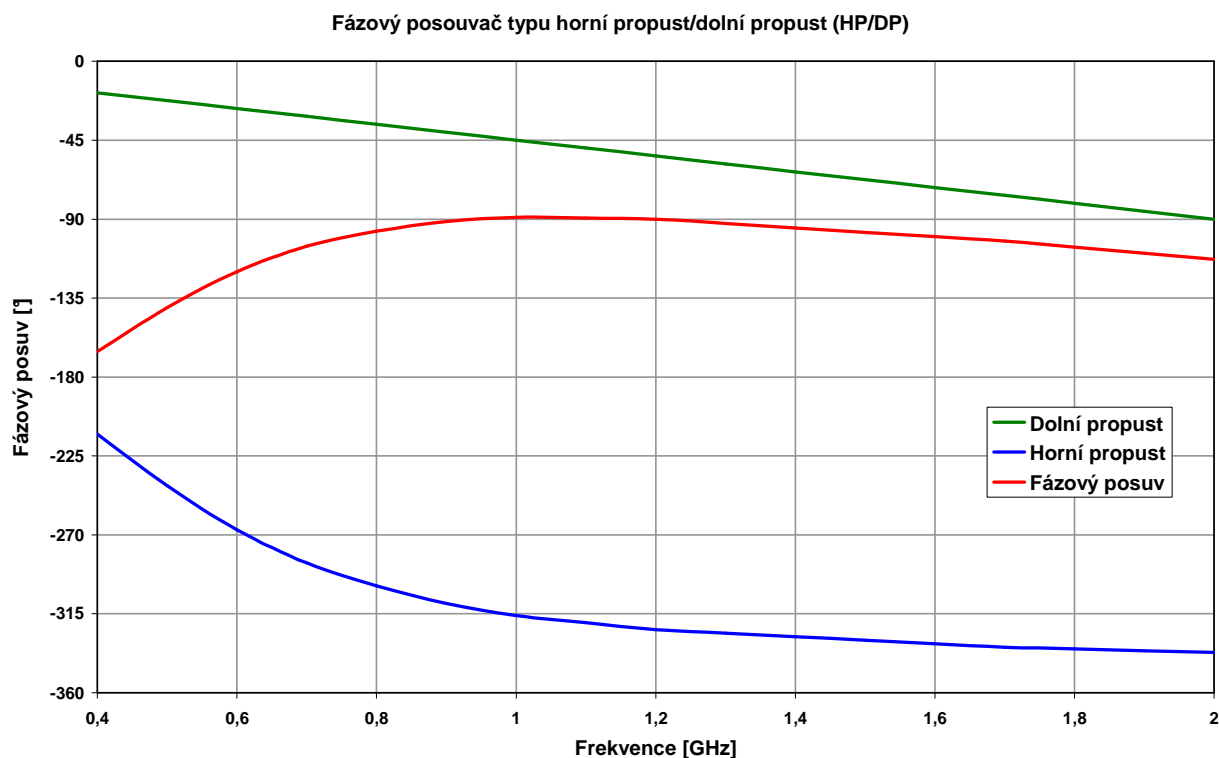
2.1.2 Fázový posouvač typu horní propust/dolní propust (HP/DP)

U fázového posouvače typu HP/DP se využívá rozdílného zpoždění signálu při průchodu dvěma různými filtry, jednoho typu dolní propust a druhého typu horní propust. Obvod (Obr. 4) sestávající z induktorů a kapacitorů se tak stává daleko kompaktnějším než obvod s vedeními a odpadá tak i problém vytváření meandrů na zpožďovacím vedení. Filtry musí být navrženy tak, aby se útlum přenosu na jednotlivých větvích projevil pouze mimo pracovní frekvenci posouvače. Šířka pásma, ve kterém změna posuvu fáze nepřekračuje 10%, je více jak jedna oktáva (Obr. 5). Určitou nevýhodou je složitý návrh dvou filtrů a jejich vzájemná optimalizace. U reálného posouvače se ještě projeví tolerance jednotlivých součástek a je již třeba s ní počítat při návrhu filtru. Filtry lze realizovat jak pomocí SMD součástek, tak pomocí planárních mikrovlnných obvodů. Dalším omezením posouvače je jeho maximální frekvence, jelikož velikost hodnot jednotlivých součástek lineárně klesá s rostoucí frekvencí. Pro



Obr. 4: Fázový posouvač typu HP/DP; konstrukce se soustředěnými součástkami

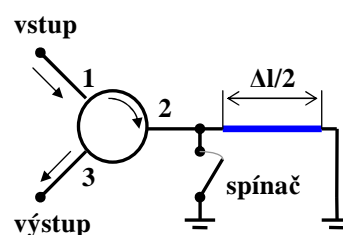
frekvence okolo 100GHz dostaneme již součástky o velikosti desítek femto Farad respektive femto Henry. Informace o fázovém posouvači typu HP/DP se nalézají v článku „High-Pass/Low-Pass Phase Shifters“ [3] a [1] strany 321-323.



Obr. 5: Závislost posuvu fáze na frekvenci fázového posouvače typu HP/DP; převzato z „High-Pass/Low-Pass Phase Shifters“ [3]

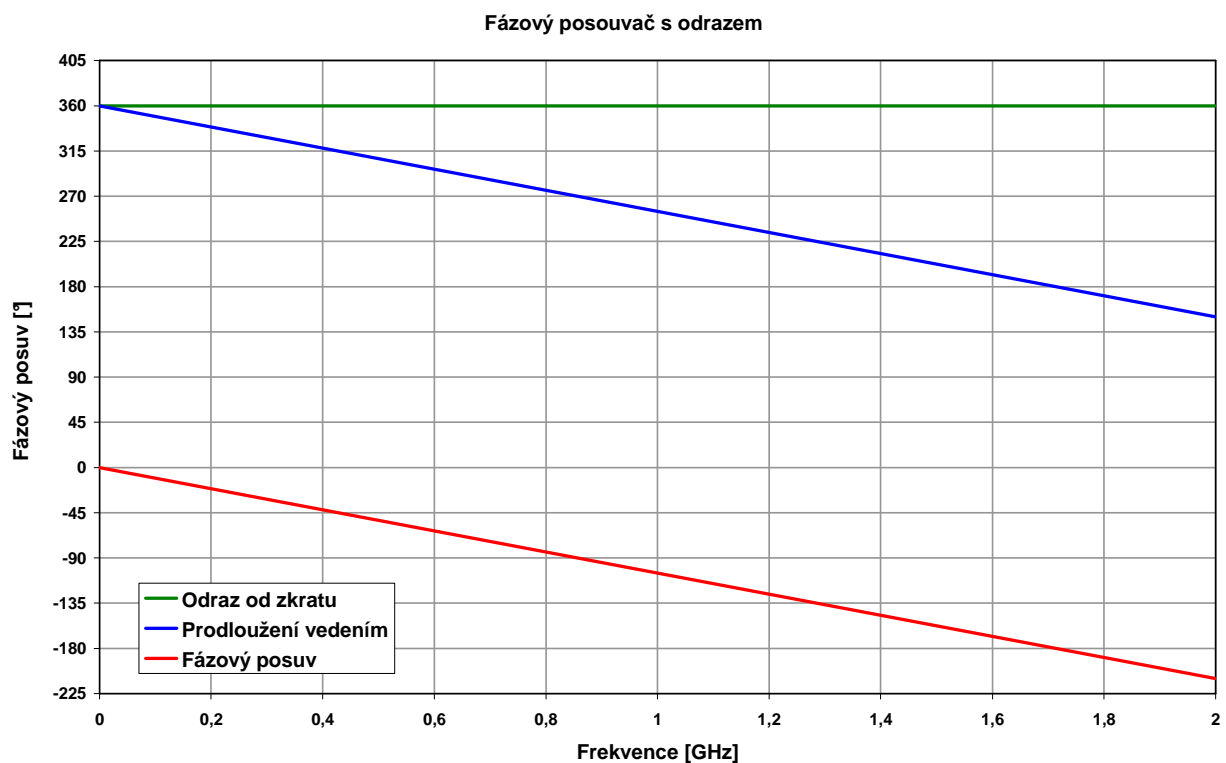
2.1.3 Fázový posouvač s odrazem

Základní princip fázového posouvače s odrazem (Obr. 6) spočívá v rozdílu fáze při odrazu od uzemněného konce a uzemněného konce připojeného přes vedení. Ke správnému směrování odražené vlny je použit cirkulátor. Cirkulátor je trojbran, jehož přenos je pouze mezi první a druhou branou a druhou a třetí branou, v ostatních směrech je přenos nulový. Signál vstupuje do cirkulátoru, odkud je přesměrován na bránu s vedením a zkratem či jen se zkratem, a dále se odražený signál vrací do cirkulátoru, kde je vyveden na výstup. Výhody a nevýhody jsou na první pohled zřejmé (kratší vedení, použití cirkulátoru, jeden výstup), porovnááme-li jej s posouvačem s přepínanými vedeními. Je opět založen na zpoždění na jednom vedení proti referenci, tj. stavu s připojeným zkratem před vedením. Charakteristika závislosti posuvu



Obr. 6: Fázový posouvač s odrazem

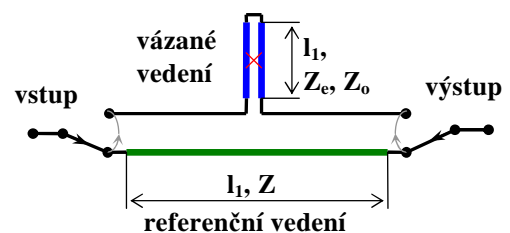
na frekvenci (Obr. 7) je totožná s posouvačem s přepínaným vedením, vadí větší ztráty způsobené dvojnásobným průchodem cirkulátorem i vedením. Vedení je o poznání kratší. Dvojnásobný průchod vlny přes zpožďovací vedení umožňuje použití pouze poloviční délky vedení. Cirkulátor sám o sobě je velké, těžké a drahé zařízení, jež funguje jen ve velmi úzkém pásmu, zpravidla nepřesahujícím jednu oktávu. Další nevýhoda takového obvodu spočívá v jeho nepoužitelnosti k synchronnímu posuvu signálu na dvou nezávislých větvích. Posouvač s odrazem se hodí lépe do vzorkovacího obvodu než k modulaci. Více o tématu fázového posouvače s odrazem se nalézá v článku „Reflection Phase Shifters“ [3] a [1] strany 316-318



Obr. 7: Závislost posuvu fáze na frekvenci fázového posouvače s odrazem; převzato z „Reflection Phase Shifters“ [3]

2.1.4 Schiffmanův fázový posouvač

Schiffmanův fázový posouvač (Obr. 8) je podobně jako posouvač s přepínaným vedením založen na zpožďování na jednom vedení. U obou posouvačů je referenční větev tvořena homogenním vedením. Schiffmanův posouvač k posuvu nevyužívá rozdílné délky dvou stejných vedení, ale v druhé větvi obvodu využívá k rozdílnému posuvu vázané vedení. Jeden pár svorek vázaného vedení



Obr. 8: Schiffmanův fázový posouvač

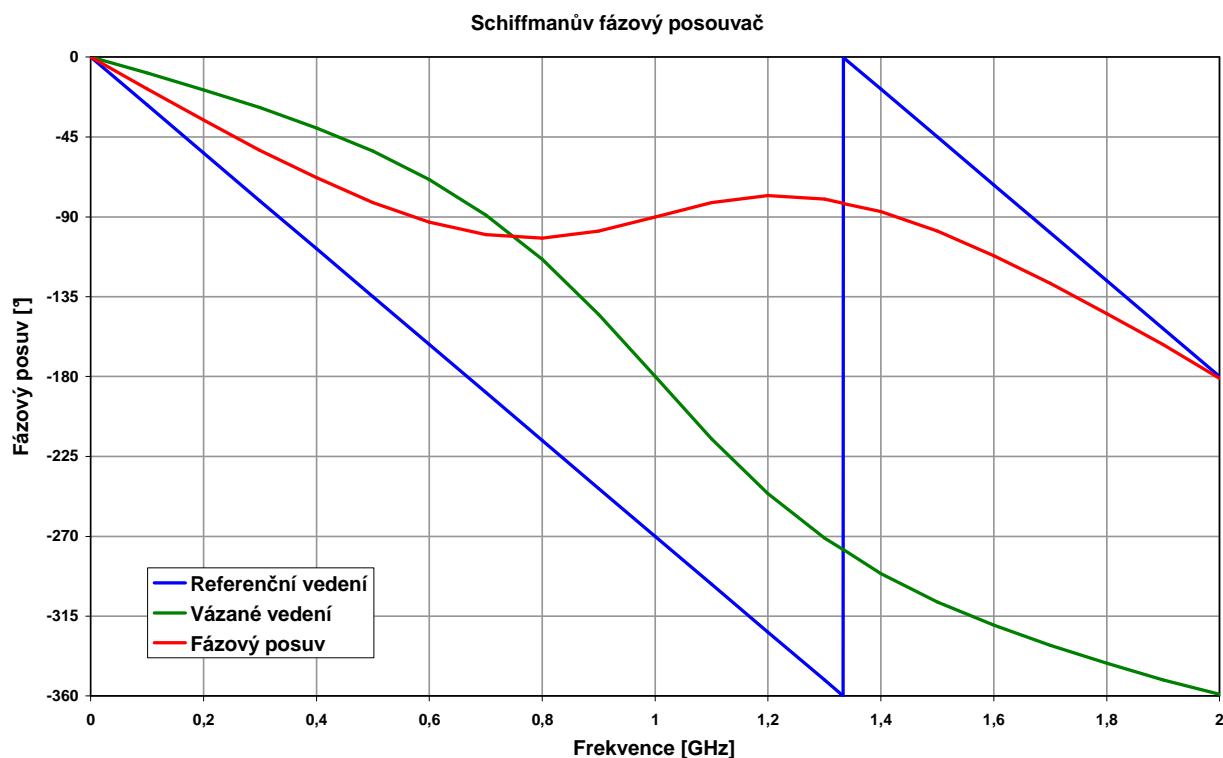
se využívá ke vstupu a výstupu signálu, zatímco druhý pár je propojen nejlépe vedením nulové délky. Vázané vedení na této větvi zapříčiňuje nelineární závislost posuvu na frekvenci. Výhodou takového zapojení je menší závislost celého obvodu na frekvenci (Obr. 9). Přidáním více vázaných vedení lze docílit ještě většího pásma použití, takový obvod se stává náročný na výpočet. Pro jednoduchý Schiffmanův posouvač je třeba vzájemně sladit několik proměnných (elektrická délka referenčního vedení, impedance vázaného vedení při sudém a lichém buzení a jeho elektrická délka). Hodnoty impedancí sudého a lichého buzení vázaného vedení lze získat ze vzorců (2.1.1), (2.1.2) a (2.1.3) po dosažení fázového posuvu $\Delta\Phi$ a elektrické délky vázaného vedení θ .

$$Z_0 = \sqrt{Z_e \cdot Z_o} \quad (2.1.1)$$

$$\cos \Phi_1 = \frac{\frac{Z_e}{Z_o} - \operatorname{tg}^2 \theta}{\frac{Z_e}{Z_o} + \operatorname{tg}^2 \theta} \quad (2.1.2)$$

$$\Delta\Phi = \Phi_2 - \Phi_1 \quad (2.1.3)$$

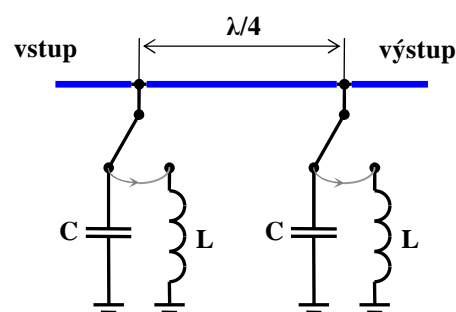
Kde Φ_2 je posuv fáze na referenční větvi a Φ_1 na větvi s vázaným vedením. Obvod lze zkonstruovat na mikropáskovém vedení, koaxiálním vedení nebo ve vlnovodu. Další informace o Schiffmanovu fázovém posouvači se nalézají v článku „Schiffman Phase Shifter“ [3] a [4].



Obr. 9: Závislost posuvu fáze na frekvenci Schiffmanova fázového posouvače; převzato z [4]

2.1.5 Fázový posouvač se zatíženým vedením

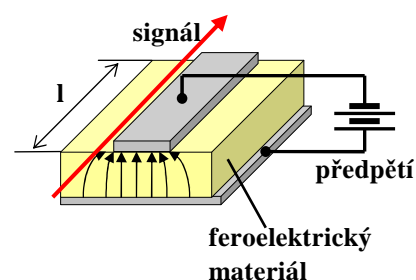
Další kategorií fázových posouvačů je posouvač se zatíženým vedením (Obr. 10), jehož princip je založen na přepínání indukativní a kapacitní zátěže. Jednotlivé zátěže jsou od sebe odděleny vedením s elektrickou délkou čtvrt vlny a může jich být za sebou seřazeno více. Větším počtem periodicky se opakujících zátěží v obvodu lze docílit větší šíře pásma použití. Zátěž nakreslená v Obr. 10 je většinou realizovaná daleko složitějším obvodem z kapacitorů a induktorů a vytváří tak vedení s indukativní nebo kapacitní zátěží. Při výpočtu a návrhu zátěží musíme k fázovému posuvu ještě brát v úvahu, o jaký filtr se jedná (HP/DP) a v jakém pásmu pracuje. Dalším omezením takového filtru jsou součástky, ze kterých se má postavit, jejich tolerančních hodnoty a jsou-li takové hodnoty vůbec realizovatelné. Složitost jednotlivých zátěží se výrazně podepisuje na ztrátách a odrazech posouvače, které jsou závislé na změně frekvence. Fázový posouvač se zatíženým vedením patří k posouvačům jen s dvěma branami, propouští buď referenční signál, nebo signál posunutý. Toto omezení lze obejít rozvětvením obvodu na větve zatížené různými zátěžemi. Nejčastěji se využívá pro posuv menší než 45° . Tématem fázového posouvače se zatíženým vedením se zabývá článek „Loaded-Line Phase Shifters“ [3] a [4] strany 318-321.



Obr. 10: Fázový posouvač se zatíženým vedením

2.1.6 Feroelektrický fázový posouvač

Princip feroelektrického posuvu spočívá v změně elektrické délky. Fyzická délka vedení feroelektrického posouvače zůstává konstantní, nikoliv délka elektrická, která zapříčiňuje proměnnou změnu posuvu. Změna elektrické délky pro konstantní fyzickou délku je zapříčiněna změnou permitivity vedení. Substrát, na kterém je vedení postaveno, musí být z feroelektrického materiálu (Obr. 11), který na změnu velikosti elektrického pole vyvolanou předpětím mění svoji permitivitu. Zdroj vytvářející předpětí musí být správně oddělen na vstupu a výstupu od procházejícího signálu (kondenzátory, tlumivkou). Často používaným materiálem pro feroelektrické posouvače je barium stroncium titanát (BST). Tento typ posouvačů zaručuje velmi široké pásmo pro konstantní posuv nebo možnost změnit



Obr. 11: Feroelektrický fázový posouvač; struktura vedení

úhel posuvu pro konstantní frekvenci. Posouvač vyžaduje řídicí předpětí. Rychlost změn permitivity vyvolané změnou elektrického pole je limitována možnostmi materiálů přizpůsobit se. Samotné předpětí pro BST je v řádů stovek voltů, což klade velké nároky na zdroj a na elektrické pevnosti materiálu. Řízení předpětí musí být velmi přesné v desetinách voltů. Ztráty jsou o jeden řád vyšší než u použití vedení z neferoelektrických materiálů. Feroelektrický fázový posouvač popisuje článek „Ferroelectric Phase Shifter“ [3].

2.1.7 Feromagnetický fázový posouvač

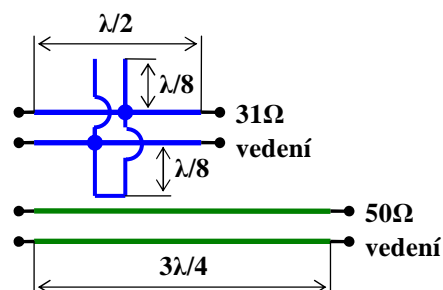
Feromagnetický posouvač je obdobou feroelektrického posouvače s tím rozdílem, že je použit feromagnetický materiál a změna jeho permeability je řízena magnetickým polem. Takovéto řešení je velmi komplikované. Vedení musíme vložit do proměnného magnetického pole tvořeného cívkou nebo elektromagnetem. Řízení velikosti magnetického pole je složitější, energeticky náročné, drahé na výrobu a pomalé.

2.1.8 Fázový posouvač s varikapem

Podobně jako fázový posouvač se zátěží je tvořen úsekem vedení, k němuž je příčně připojena zátěž. Zátěž je realizována pomocí kapacitní diody, všeobecně označované jako varikap [6]. Využívá se jednoduchého nastavení velikosti kapacity pomocí předpětí. Jelikož se jedná o součástku s nelineárním průběhem velikosti kapacity na napětí, nesmí amplituda signálu nabývat vysokých hodnot. Obvod lze realizovat dvojím způsobem. V prvním, úzkopásmovém obvodu jsou od sebe jednotlivé varikapy vzdáleny $\lambda/4$, čímž je určena použitá frekvence. Druhý způsob zapojení je zmenšení délky vedení mezi varikapy na minimum a zvýšení jejich impedance tak, že se chovají jako umělé vedení, jehož impedanci a elektrickou délku ovlivňuje velikost kapacity varikapů. Toto řešení je širokopásmové.

2.1.9 Wildsův fázový posouvač

Tento typ posouvače je založen na rozdílném posuvu na dvou nezávislých větvích obvodu. Nejen že jsou obě vedení jinak dlouhá, ale mají i rozdílné impedance. Princip spočívá v dvou pahýlech na kratším vedení dlouhém $\lambda/2$ umístěných ve středu. Pahýly jsou dlouhé $\lambda/8$, přičemž je jeden pahýl zkratován a druhý otevřen (Obr. 12). Umožňuje posuv od 15° do 135° . Požadovaného posuvu docílíme změnou impedance pahýlů vůči vedení referenčnímu. Vzorec vychází z poměru impedancí vůči poměru proti



Obr. 12: Wildsův fázový posouvač; posuv 90°

90° posuvu (2.1.4).

$$\frac{90^\circ}{\text{fázový posuv}} = \frac{Z_{\text{pahýlů}}}{Z_{\text{vedení } \lambda/2}} \quad (2.1.4)$$

Obvod je velice dobře realizovatelný pomocí mikropáskového vedení, ale lze jej vyrobit i z koaxiálního kabelu. Informace o Wildsovu fázovém posouvači se nacházejí v článku [2].

2.2 Wilkinsonův dělič výkonu pro fázové posouvače

Wilkinsonův dělič výkonu rozděluje symetricky výkon do jednotlivých větví obvodu posouvače (Obr. 13). Zároveň izoluje jednotlivé výstupní brány od sebe a na výstupních branách mají signály stejnou fázi. Tato podmínka je velmi důležitá pro jeho využití jako děliče signálu pro fázové posouvače.

Charakteristiky pro jednoduchý, kompenzovaný, dvoustupňový a dvoustupňový s kompenzací jsou v kapitole 4.3.1 „Výběr děliče“ (Obr. 48 až Obr. 51).

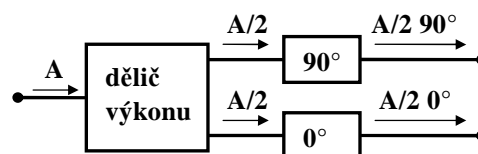
2.2.1 Jednoduchý Wilkinsonův dělič

Jednoduchý Wilkinsonův dělič výkonu (Obr. 14) dělí výkon z vstupní brány do dvojice vedení $\lambda/4$ s definovanou impedancí, jež jsou na konci spojena přes rezistor. Vstupní signál je symetricky dělen na polovinu do každé větve. Jednotlivé větve jsou navzájem izolovány a signál, který vstupuje z jedné výstupní brány do děliče, prochází do druhé skrz dvě vedení $\lambda/4$ v protifázi a se signálem přicházejícím z přemostění odporem je vyrušen. Hodnoty impedance vedení a rezistoru vycházejí z hodnot navržených Wilkinsonem (2.2.1) a (2.2.2).

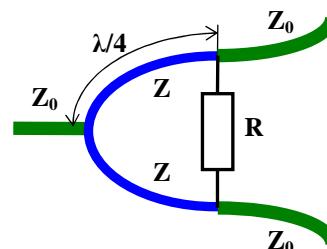
$$Z_0 = 50 \, \Omega$$

$$Z = \sqrt{2} \cdot Z_0 = 1,414 \cdot 50 = 70,7 \, \Omega \quad (2.2.1)$$

$$R = 2 \cdot Z_0 = 2 \cdot 50 = 100 \, \Omega \quad (2.2.2)$$



Obr. 13: Blokové schéma zapojení děliče výkonu a posouvače

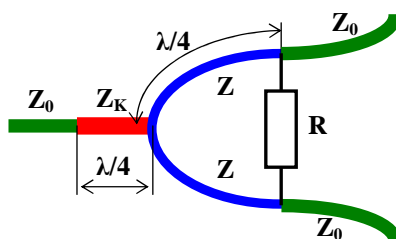


Obr. 14: Jednoduchý Wilkinsonův dělič

Velmi jednoduchá realizace a výborný přenos, minimální odraz na vstupu a výborná izolace mezi výstupními branami jsou vykoupeny úzkým pásmem použití. Více informací poskytuje článek „Wilkinson Power Splitters“ [3] a [5] strany 68-69.

2.2.2 Kompenzovaný Wilkinsonův dělič

Přidání čtvrtvlnného transformátoru před dělič (Obr. 15) zmenšíme impedanční skok s zvětšíme tak šířku pásma.



Obr. 15: Kompenzovaný
Wilkinsonův dělič

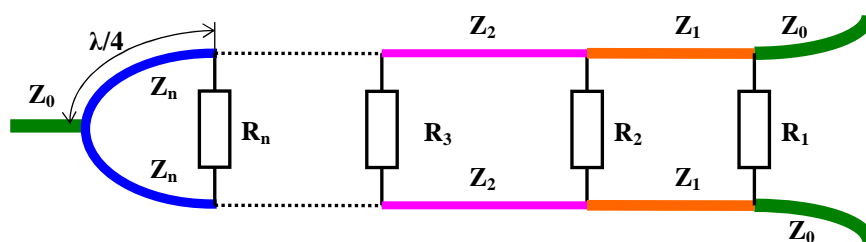
Hodnoty odporu a impedance vedení je stejné jako u nekompensovaného vedení. Velikost impedance čtvrtvlnného transformátoru lze vypočítat ze vztahu (2.2.3).

$$Z_K = \frac{1}{\sqrt[4]{2}} \cdot Z_0 = 0,84 \cdot 50 = 42 \Omega \quad (2.2.3)$$

Získané hodnoty je možno dále zoptimalizovat a dosáhnout tak ještě lepšího výsledku. Další informace o kompenzovaném děliči jsou v článku „Wilkinson Power Splitters“ [3] a [5] strany 68-69.

2.2.3 Mnohastupňový dělič výkonu

Ještě širšího pásma dosáhneme použitím mnohastupňového děliče výkonu (Obr. 16), kde elektrické délky jednotlivých úseků vedení mají vždy $\lambda/4$ a mění se jejich impedance a izolační odpor. Mnohastupňový dělič lze také kompenzovat pomocí čtvrtvlnného úseku.

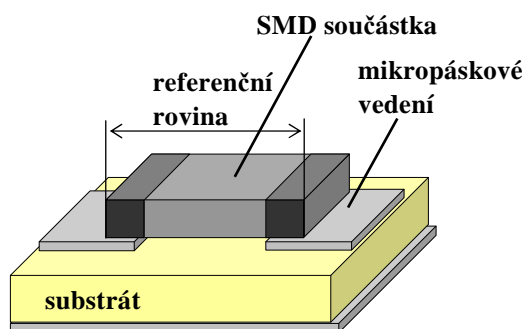


Obr. 16: Mnohastupňový dělič výkonu

Šířka pásma závisí na stupni děliče. Vyšší stupeň s sebou nese i větší nároky na velikost samotného děliče, složitější umístění na substrát, vyšší impedanci vedení, a tím větší nároky na přesnost velikosti mikropásku a kvalitu substrátu. Další informace o vícestupňovém děliči se nalézají v článku „Multistage Wilkinson“ [3] a [5] strany 68-69.

2.3 Modely součástek SMD pro mikropásková vedení

Součástky SMD (surface mount device) jsou součástky navržené pro povrchovou montáž. Součástky se přímo pájí na povrch mikropáskového vedení (Obr. 17). Ve vysokofrekvenční technice již nevystačí ideální model pro jednotlivé součástky a musí být nahrazen náhradním schématem, které simuluje chování reálné součástky. Projevují se parazitní kapacity přívodů a pouzdra, indukčnost přívodů a také ztráty. Zavedením parazitních prvků vznikne možnost rezonance součástky.



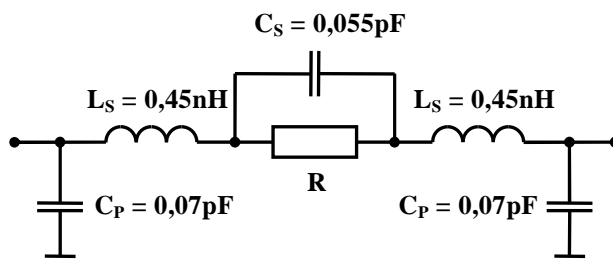
Obr. 17: SMD součástka na mikropáskovém vedení

Tyto hodnoty většinou uvádí sám výrobce. Pokud je neuvede, lze součástku změřit a z výsledků nalézt vlastní hodnoty pro náhradní schéma. Méně často výrobci uvádějí přesné místo referenční roviny. Tento údaj je důležitý při návrhu posouvačů. Každý sebemenší kousek vedení ovlivňuje výsledný posuv, proto je nezbytné vědět, zdali je nebo není započteno do referenční roviny součástky i vedení pod spojem. Kde přesně se referenční rovina nalézá, lze zjistit vlastním měřením a může být individuální pro každou jednotlivou součástku. Tato vlastnost nabývá na významu s rostoucí frekvencí. Více informací spojených s problematikou použití SMD součástek a zjištění hodnot náhradního schématu obsahuje článek [10] a [5] strany 84 a 87.

Při montáži SMD na mikropásek je nutno dodržet výrobcem předepsané rozměry kontaktních plošek mikropáskového vedení a velikost distanční mezery pro jednotlivé velikosti součástek a způsob pájení.

2.3.1 SMD rezistor

Náhradní model rezistoru velikosti 0805 (Obr. 18) a hodnoty v obrázku uvedené platí do frekvence 12 GHz pro odpory od 1Ω do $1M \Omega$. Velikost parazitních kapacit přívodů rostou s velikostí SMD. Hodnoty a schéma jsou převzaty z [5] strana 87.

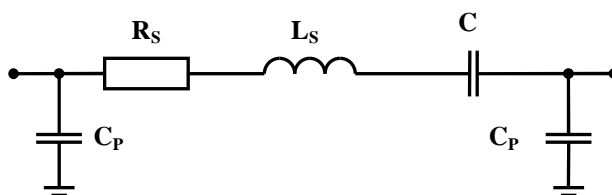


Obr. 18: Náhradní model SMD rezistoru velikosti 0805; převzato z [5]

Samotný fázový posouvač žádný rezistor neobsahuje. Vliv náhradního schématu obvodu se uplatní pouze ve Wilkinsonově děliči výkonu.

2.3.2 SMD kapacitor

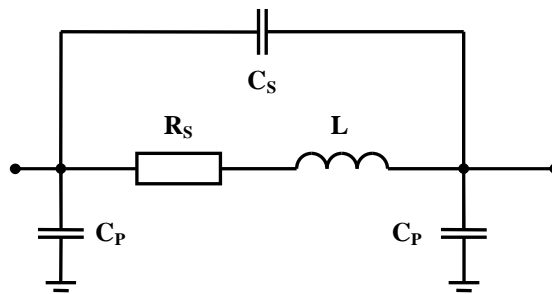
U modelu SMD kapacitorů (Obr. 19) je nejdůležitějším parametrem frekvence první rezonance, která určuje, do jaké frekvence může být daný kapacitor použit. Rezonanční frekvenci ovlivňuje velikost parazitní indukčnosti. Za rezonanční frekvencí má součástka již induktivní charakter. Informace způsobu měření reálného SMD kapacitoru, o velikosti jednotlivých prvků náhradního zapojení součástky a způsobu výpočtu se nalézají v [10].



Obr. 19: Náhradní model SMD kapacitoru; převzato z [10]

2.3.3 SMD induktor

Pro model SMD induktoru (Obr. 20) je stejně jako u kapacitoru nejdůležitějším údajem rezonanční frekvence. Hodnotu rezonanční frekvence ovlivňuje velikost parazitní kapacity. Vyšších rezonančních frekvencí obvykle dosahují menší SMD součástky. Informace způsobu měření reálného SMD induktoru, o velikosti jednotlivých prvků náhradního zapojení součástky a způsobu výpočtu se nalézají v [10].



Obr. 20: Náhradní model SMD induktoru;
převzato z [10]

3 Vlastní výsledky simulací

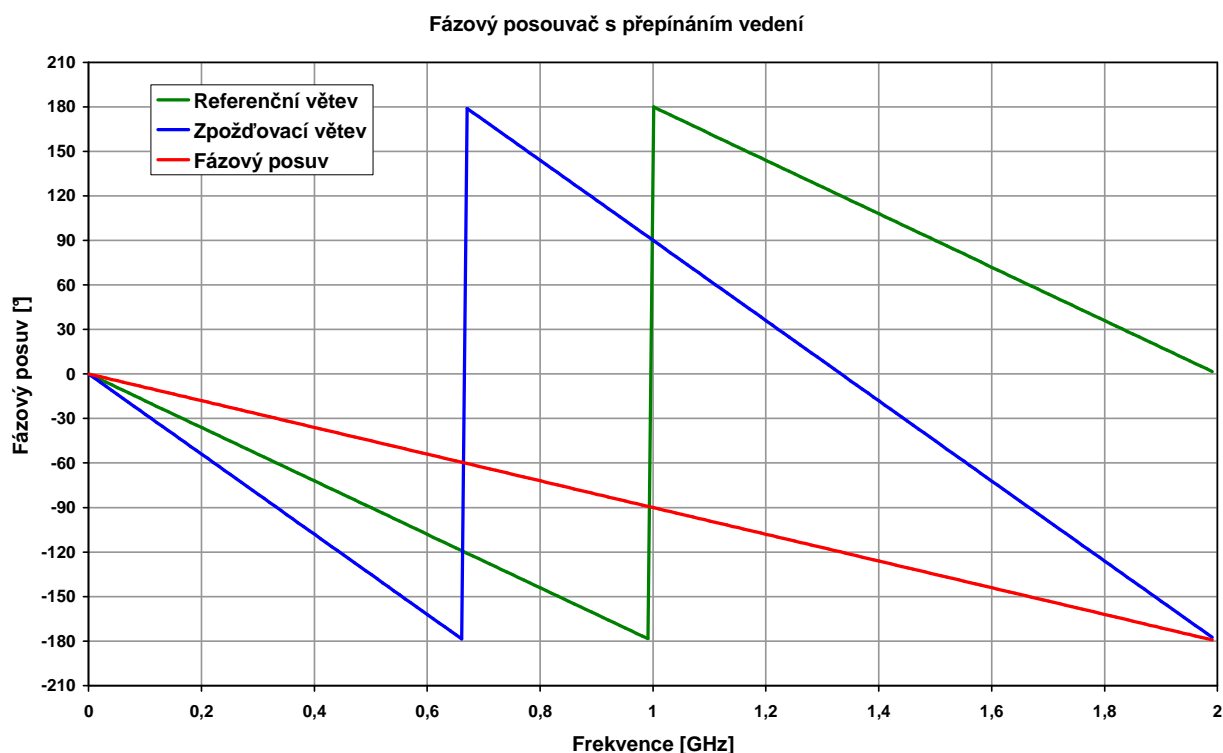
Jednotlivé fázové posouvače předešlé kapitoly s konstantním posuvem jsem pro srovnání simuloval. Posouvače s proměnným posuvem simulovány nebyly z důvodu další proměnné, a tedy komplexnější simulace. Všechny simulované obvody byly tvořeny ideálními součástkami a vedeními. U posouvačů s frekvenčně selektivním přenosem byl vynesena i graf s odrazem na vstupu (S_{11}) v logaritmickém měřítku.

Jednotlivé posouvače byly optimalizovány pro posuv o 90° při frekvenci 1 GHz. Pro všechny posouvače bylo použito stejného kroku (10 MHz), tak aby bylo zaručeno stejné srovnání.

Pro simulaci posouvačů, u kterých nebylo zapotřebí optimalizace nebo hodnoty součástek byly již předem známy, byl použit program WinMide 5.0. Program WinMide neumožňuje přímé porovnání výsledků dvou fází, a tudíž nemůže být provedena ani optimalizace vzájemného posuvu na jednotlivých větvích posouvače. U obvodů s potřebou optimalizace byl použit software AWR Design Environment (verze 7.03), který umožňuje porovnání dvou fází a jejich optimalizaci.

3.1 Fázový posouvač s přepínáním vedení

Pro simulaci bylo využito ideálního vedení a jediný předpoklad k dosažení správného výsledku byl rozdíl v elektrické dálce 90° . Pro referenční větev jsem použil hodnotu 180° a pro zpožďovací větev 270° .

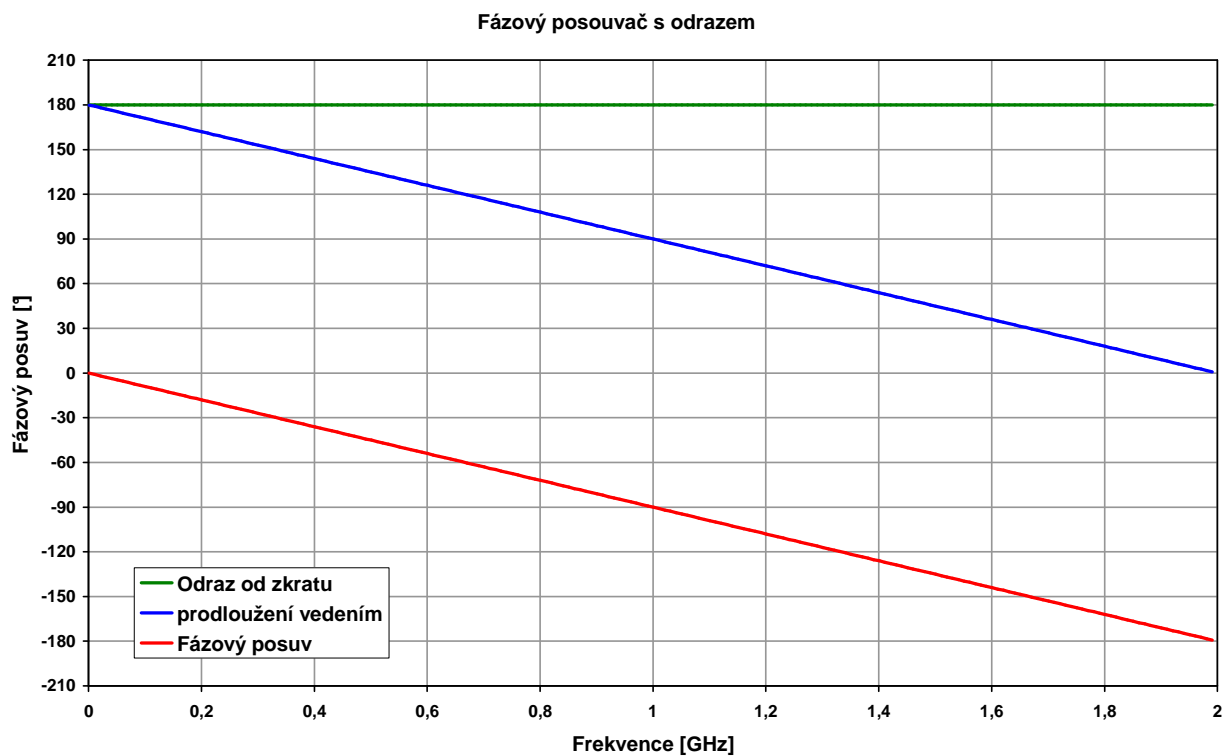


Obr. 21: Fázový posuv posouvače s přepínáním vedením pro posuv 90° pro 1 GHz; simulováno v programu WinMide 5.0

Z výsledného grafu (Obr. 21) je zřetelně viditelná závislost posuvu na frekvenci. Použitím ideálního vedení v simulaci bylo dosaženo teoretických hodnot a nulového odrazu a útlumu na vedení. Pro reálný obvod bychom museli vedení impedančně přizpůsobit a započítat jeho ztráty.

3.2 Fázový posouvač s odrazem

V simulovaném obvodu byly použity ideální součástky. Pro ideální vedení a fázový posuv stačilo zadat elektrickou délku $45^\circ = 90^\circ/2$. Pro správnou funkci cirkulátoru musíme použít vyšší verzi programu WinMide, v nižších verzích je sice součástka definována, ale nerealizuje přenos mezi bránami. Tento problém lze vyřešit definováním vlastního trojbranu s jednotkovým přenosem mezi branami 1 a 2 a branami 2 a 3 a ostatní přenosy nulovými.



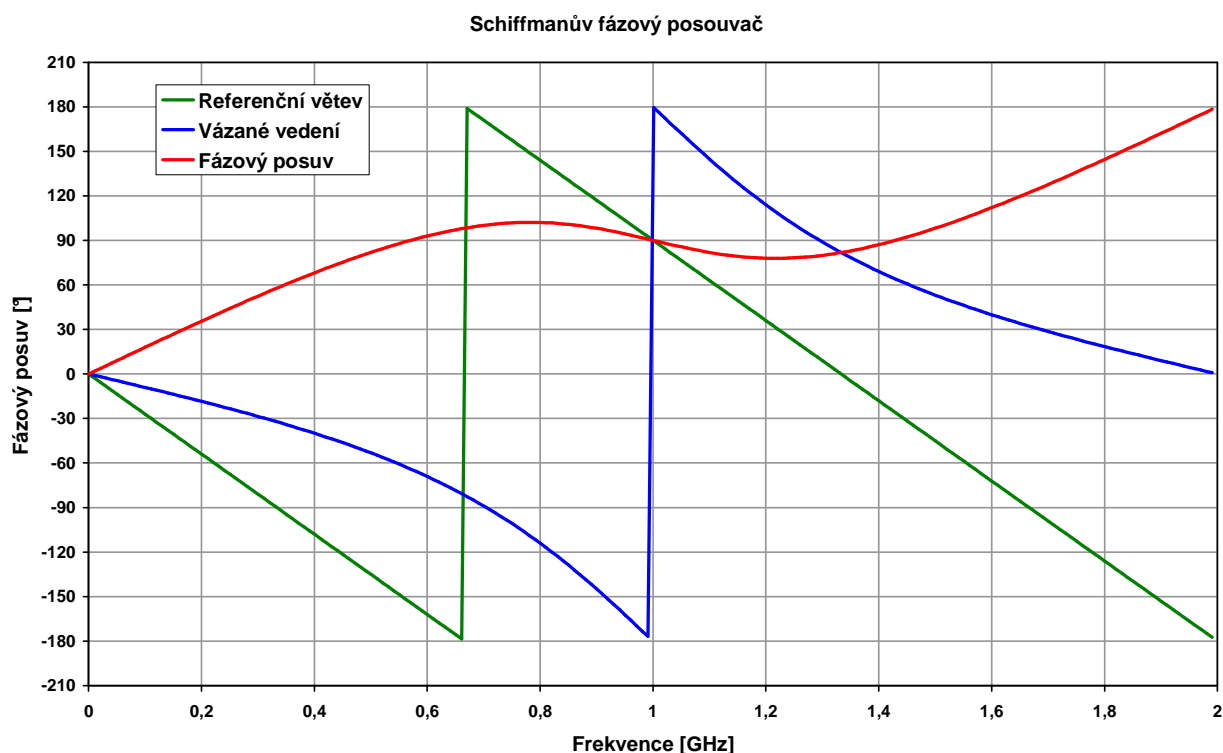
Obr. 22: Fázový posuv posouvače s odrazem pro posuv 90° pro 1 GHz; simulováno v programu WinMide 5.0

Simulace ve WinMide (Obr. 22) potvrdila teoretický předpoklad. Ideálními součástkami bylo dosaženo jak zcela lineárního posuvu, tak především nulového odrazu a útlumu.

3.3 Schiffmanův fázový posouvač

Hodnoty pro Schiffmanův fázový posouvač jsem získal z článku „Schiffman Phase Shifters“ [3], kde je uveden příklad posouvače přímo pro frekvenci 1 GHz. Hodnoty nebylo potřeba dále upravovat. Pro frekvenci 1 GHz posouvač dával rozdíl fází rovných 90°.

| | | |
|-------------------------|-----------|-------|
| Referenční vedení | Z | 50 Ω |
| | el. délka | 270° |
| Větev s vázaným vedením | Z_e | 100 Ω |
| | Z_o | 25 Ω |
| | el. délka | 90° |



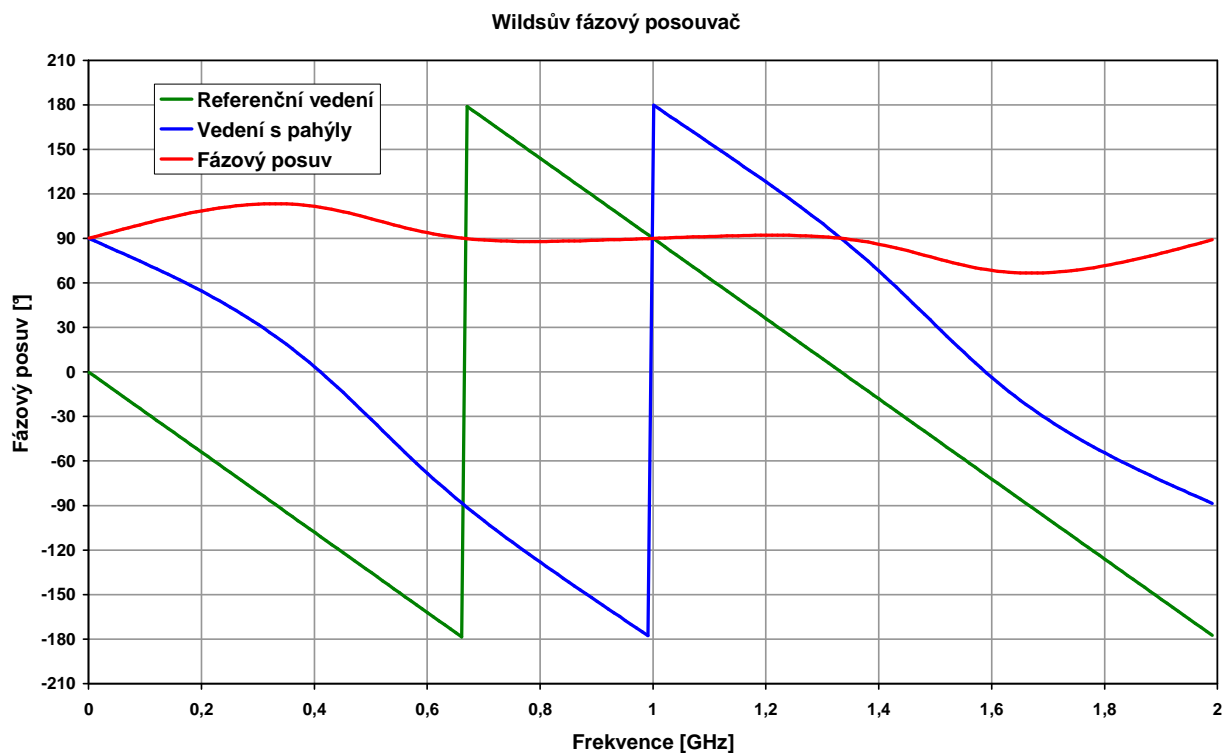
Obr. 23: Fázový posuv Schiffmanova posouvače pro posuv 90° pro 1 GHz; simulováno v programu WinMide 5.0

Simulací v programu WinMide jsem dospěl k předpokládanému výsledku. Charakteristické zvlnění (Obr. 23) tohoto typu posouvače nabývalo ve svých maximech 13% rozdílu od požadovaného posuvu. Pokud bychom uvažovali jako toleranci 13%, šíře pracovního pásma by byla od 470 MHz do 1,53 GHz za předpokladu ideálních vedení.

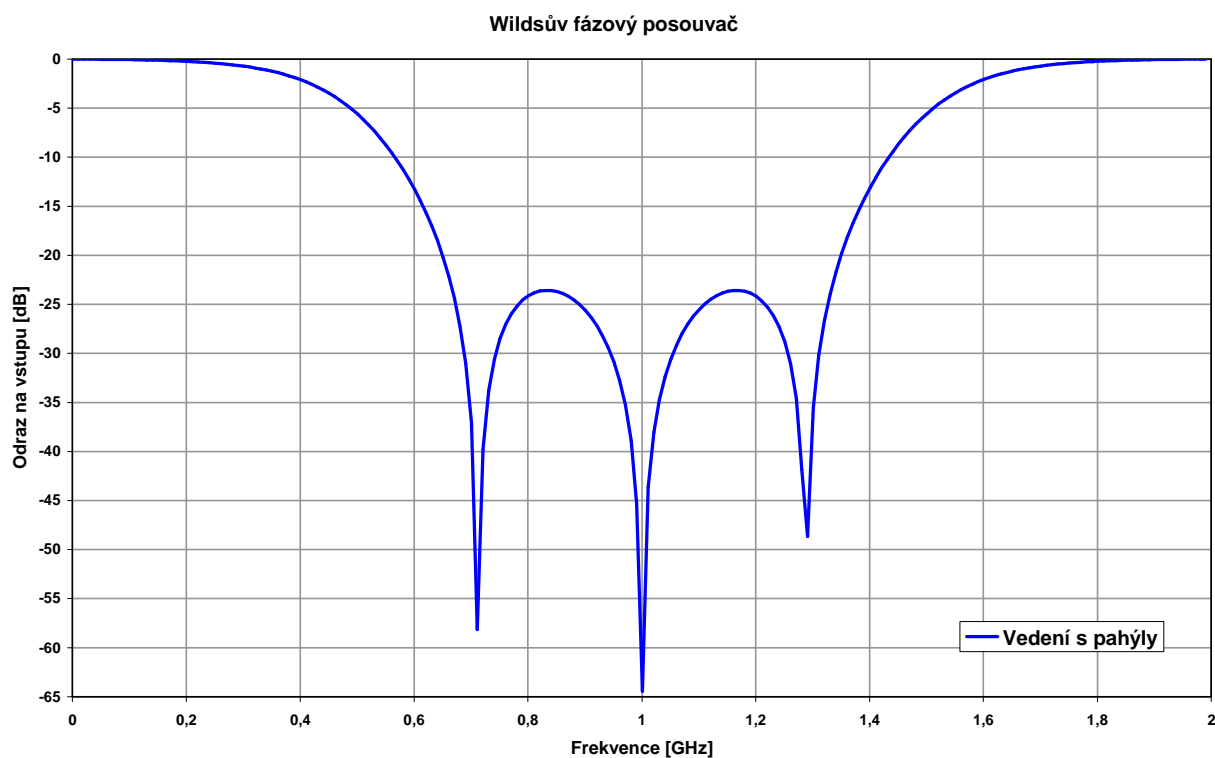
3.4 Wildsův fázový posouvač

Pro simulaci ve WinMide byly použity pouze ideální součástky, ideální vedení, pahýly. Hodnoty impedancí pro posuv o 90° jsem vypočetl ze vzorce uvedeného v kapitole 2.1.9, které jsou také již zmíněny v literatuře [2]. Velikost jednotlivých vedení jsem z poměrných délek převedl na hodnoty elektrické délky.

| | | |
|-------------------|--------------------------------|---------------|
| Referenční vedení | Z | 50 Ω |
| | el. délka | 270° |
| Větev s pahýly | $Z_{\text{pahýlů}}$ | 30,9 Ω |
| | $Z_{\text{vedení } \lambda/2}$ | 30,9 Ω |
| | el. délka pahýlů | 45° |
| | el. délka | 180° |



Obr. 24: Fázový posuvu Wildsova posouvače pro posuv 90° pro 1 GHz; simulováno v programu WinMide 5.0



Obr. 25: Odrazy vstupního signálu Wildsova posouvače pro posuv 90° pro 1 GHz; simulováno v programu WinMide 5.0

Pro vedení s pahýly jsem vynesl do grafu (Obr. 25) odrazy na vstupu, aby byla vidět širší pásma použití posouvače tohoto typu.

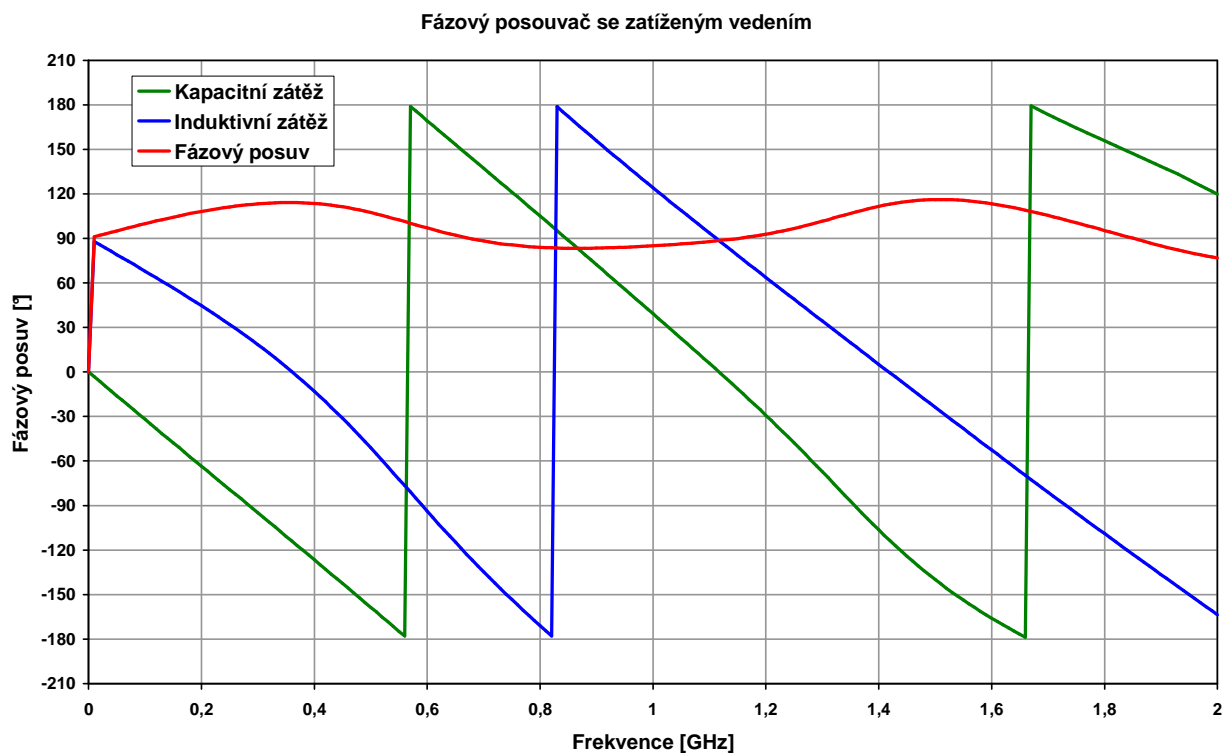
Jelikož jsem v literatuře nenalezl žádný graf s posuvem pro tento posouvač, nemohu jej nijak srovnávat. Obecně je v literatuře [2] popisován jeho konstantní posuv, ale již méně informuje o velikosti odrazu na vstupu. V celém simulovaném frekvenčním pásmu nepřesáhl rozdíl posuvu 26% oproti požadovanému posuvu a menší jak 10% odchylku od požadovaného posuvu udržuje od 0,55 GHz až do 1,45 GHz (Obr. 24). Pokud bychom ale požadovali minimální odraz na vstupu -20 dB, byla by použitelná širší pásma od 0,65 GHz do 1,35 GHz (Obr. 25).

3.5 Fázový posouvač se zatíženým vedením

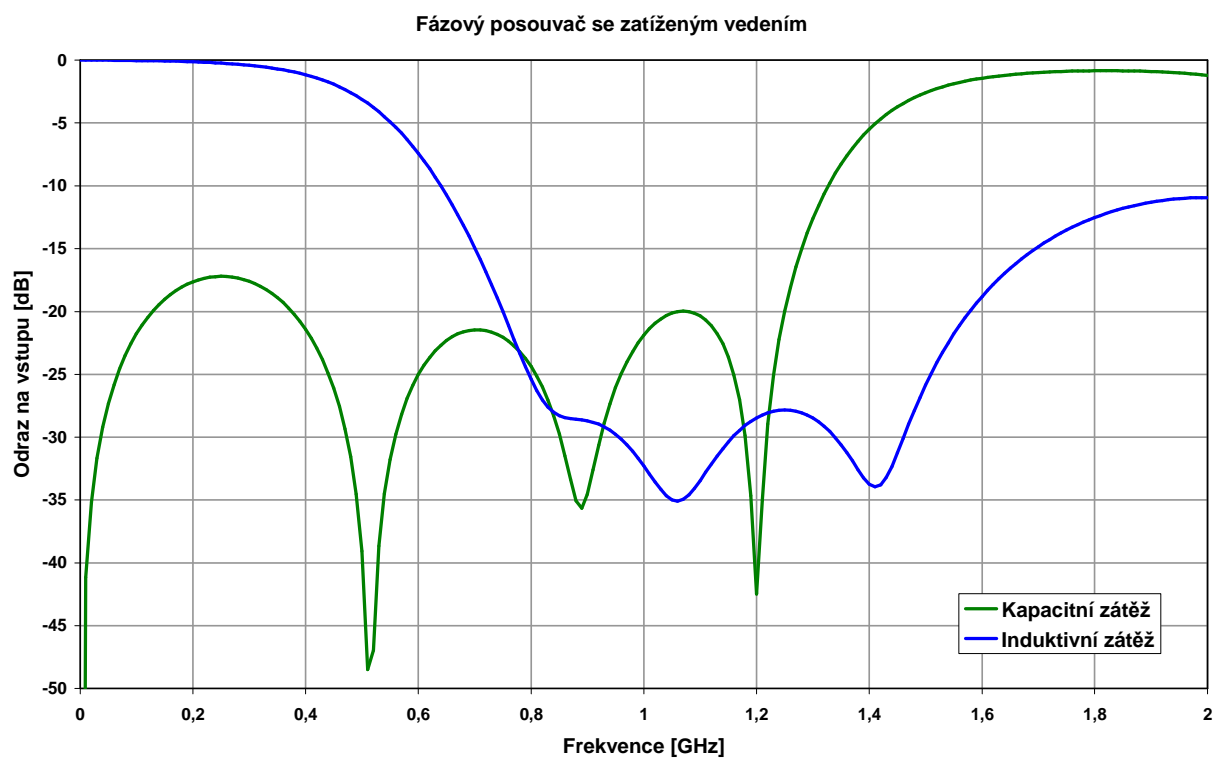
Jelikož u toho obvodu mimo jiné záleží i na počtu indukčností a kapacit zatěžujících vedení, nelze o něm říci, že je ideálně navržen. Mnou navržený obvod je vedení zatížené 4 uzemněnými indukčnostmi, nebo 4 uzemněnými kapacitami. Obvod byl optimalizován nejen na posuv, ale musel být přizpůsoben i odraz na vstupu.

| | | |
|------------------|----------------|----------|
| Kapacitní zátěž | C ₁ | 1,027 pF |
| | C ₂ | 1,71 pF |
| | C ₃ | 1,696 pF |
| | C ₄ | 1,135 pF |
| Induktivní zátěž | L ₁ | 54,48 nH |
| | L ₂ | 22,42 nH |
| | L ₃ | 18,68 nH |
| | L ₄ | 30,87 nH |

Součástky jsou indexovány od brány 1 k bráně 2 a mezi každé dvě je vloženo ideální vedení o délce $\lambda/4$.



Obr. 26: Fázový posuv posouvače se zatíženým vedením pro posuv 90° pro 1 GHz; simulováno v programu AWR Design Environment



Obr. 27: Odrazy vstupního signálu posouvače se zatíženým vedením pro posuv 90° pro 1 GHz; simulováno v programu AWR Design Environment

U posouvače se zatíženým vedením bylo nutno ověřit, propouští-li v požadovaném pásmu signál. V grafu (Obr. 27) jsou vyneseny odrazy na vstupu posouvače.

Fázový posouvač se zatíženým vedením je náročnější na optimalizaci, zvláště požadujeme-li v jeho pracovním frekvenčním pásmu útlum signálu menší než -20 dB. S reálnými součástkami by bylo náročnější celý obvod přizpůsobit při požadovanému posuvu. Mnou navržený posouvač splňoval požadavek na odraz menší -20 dB v pásmu od 0,76 GHz do 1,25 GHz (Obr. 27) a posuv $90^\circ \pm 10\%$ v pásmu od 0,59 GHz do 1,27 GHz (Obr. 26).

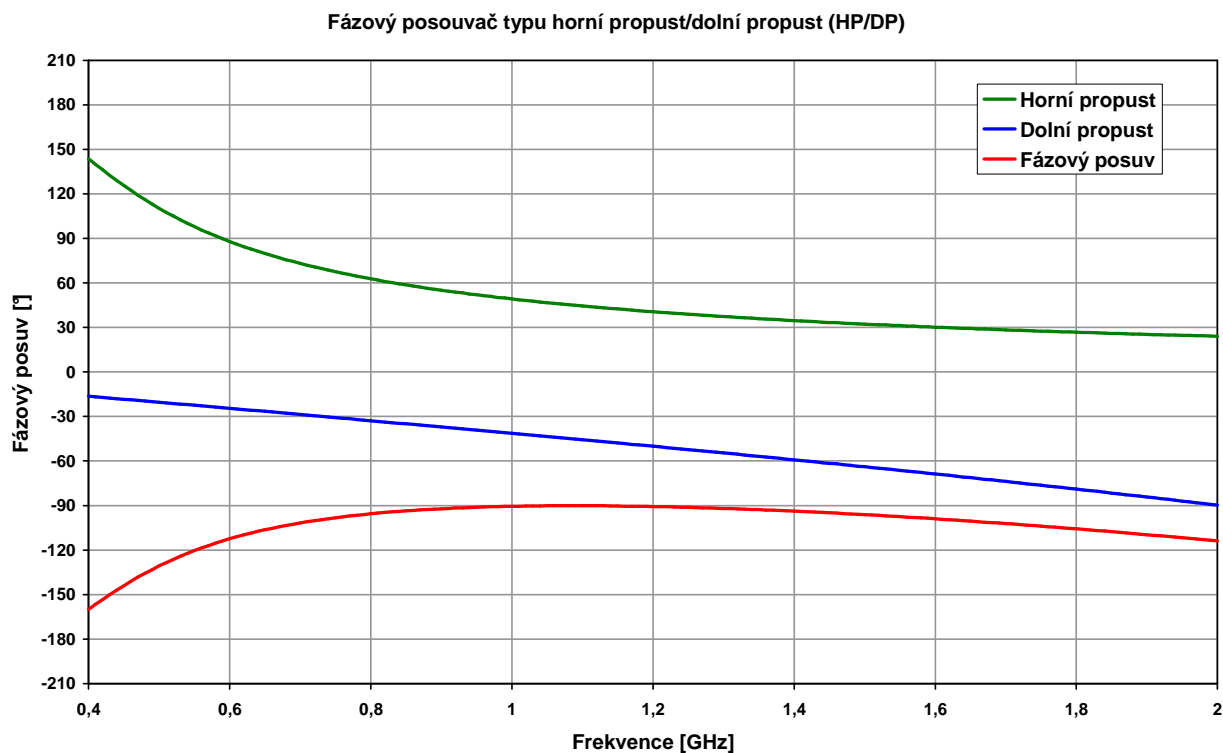
3.6 Fázový posouvač typu horní propust/dolní propust (HP/DP)

3.6.1 Fázový posouvač typu horní propust/dolní propust

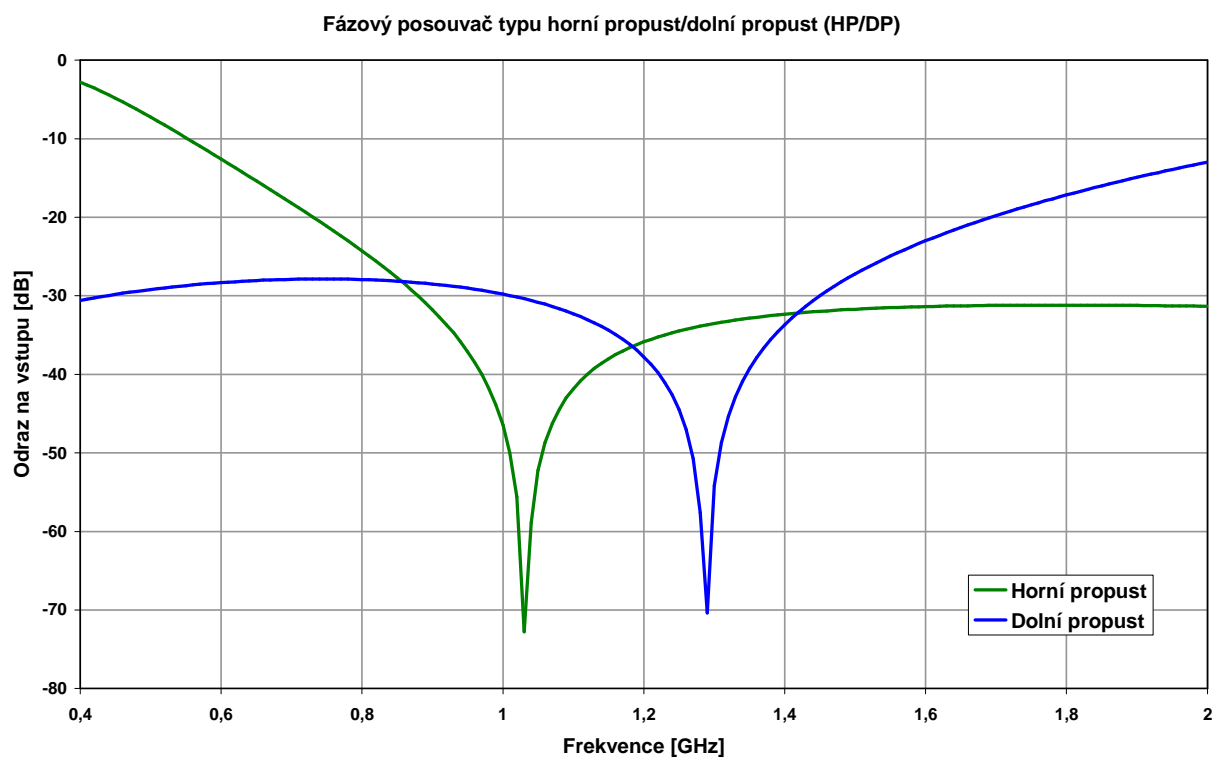
K simulaci obvodu jsem využil hodnot prvků z článku „High-Pass/Low-Pass Phase Shifters“ [3]. Hodnoty v článku byly navrženy pro pásmo-C a pro posuv 90° . Jejich transformací pro požadovanou frekvenci okolo 1 GHz jsem získal hodnoty součástek pro oba filtry.

| | Kapacity | Induktory |
|---------------|----------|-----------|
| Horní propust | 7 pF | 10,45 nH |
| Dolní propust | 2 pF | 3,15 nH |

Vypočtené hodnoty jsem dále již nepřepočítával jinými metodami a nebyly dále optimalizovány.



Obr. 28: Fázový posuv posouvače typu HP/DP pro posuv 90° pro 1 GHz; simulováno v programu WinMide 5.0



Obr. 29: Odrazy vstupního signálu posouvače typu HP/DP pro posuv 90° pro 1 GHz; simulováno v programu WinMide 5.0

Pro tento typ posouvače bylo nutno zjistit, jestli v požadovaném pásmu propouští signál, nebo je-li jeden nebo oba filtry v zádržném pásmu. Pro větší názornost byl v grafu (Obr. 29) vynesena odraz na vstupu.

Výsledek simulace potvrdil předpokládanou malou změnu posuvu v širokém frekvenčním pásmu, jak je patrné z průběhů v grafu (Obr. 28). Od 740 MHz až po 1,6 GHz nepřekračuje rozdíl výsledného posuvu 10%. Pro 1GHz nebyl splněn požadavek na posuv o 90°, ale rozdíl činí pouze 0,5%. Oba filtry v požadovaném pásmu neměly odrazy na vstupu větší než -20 dB (Obr. 29).

3.6.2 Fázový posouvač typu HP/DP pro různé hodnoty posuvu

Fázový posouvač typu HP/DP lze navrhnout pro celou škálu fázového posuvu. Z praktického hlediska mají smysl posuvy větší než 0° a menší nebo roven 180°. Z této škály úhlu posuvu jsou zde uvedeny čtyři posouvače s různým úhlem (45°, 90°, 135° a 180°). Posouvače s jiným úhlem je samozřejmě možno také navrhnout, ale je zbytečné je zde uvádět, jelikož z charakteristik těchto čtyř jasně vyplývá, jaký bude mít navrhovaný posouvač složení filtrů a jaká bude šířka pásma pro posuv, když jsou oba filtry v propustném stavu.

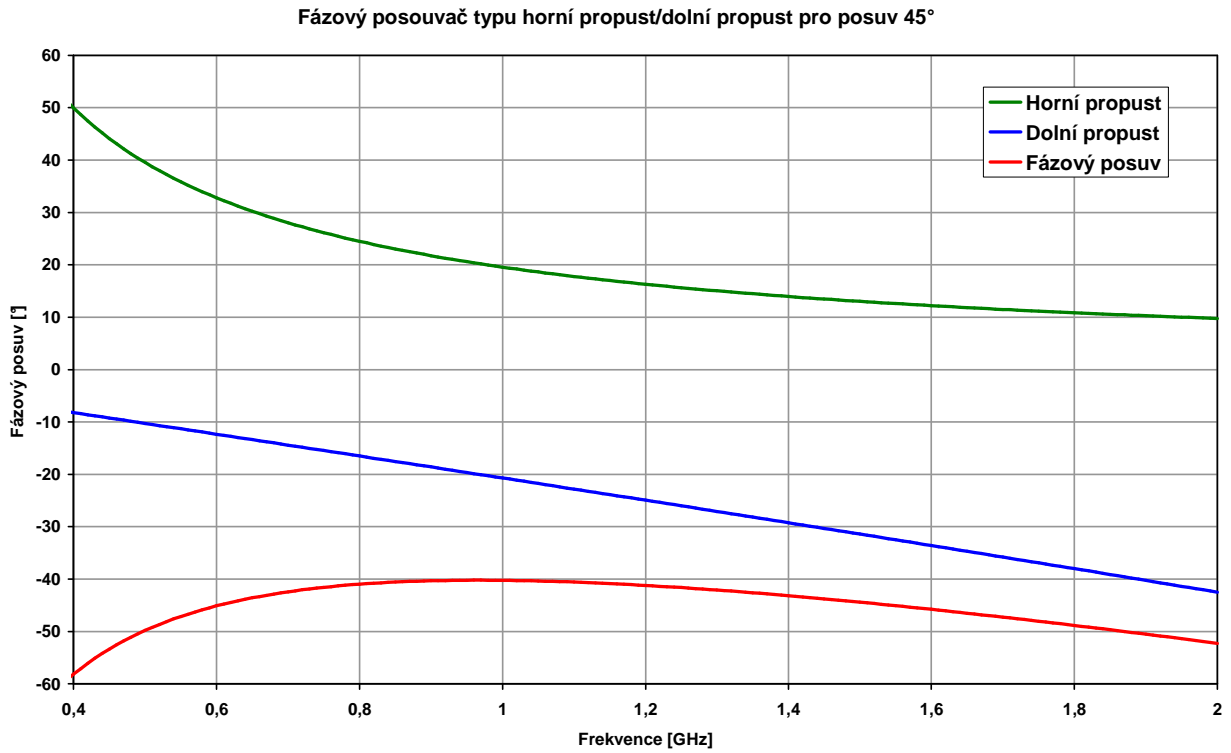
Fázové posouvače pro jednotlivé úhly byly navrženy a zoptimalizovány v programu AWR Design Environment s předpokladem ideálních součástek a pro požadovaný úhel posuvu v co nejširším pásmu okolo frekvence 1 GHz. Jednotlivé součástky jsou indexovány od brány 1 k bráně 2 a příčné součástky jsou uzemněny. Přestože jsou filtry navrhovány pro požadované pásmo v propustném stavu, jsou vždy pro každý navrhovaný posouvač uvedeny i grafy znázorňující odrazy na vstupu. Pro přesnost a možnost srovnání byl opět dodrženo použití stejného kroku (10 MHz).

V průběhu mé práce byl článek „High-Pass/Low-Pass Phase Shifters“ [3] doplněn i o hodnoty pro posouvače pro 22,5°, 45°, 90° a 180°. Simulace s těmito hodnotami jsem již nestačil do práce zahrnout.

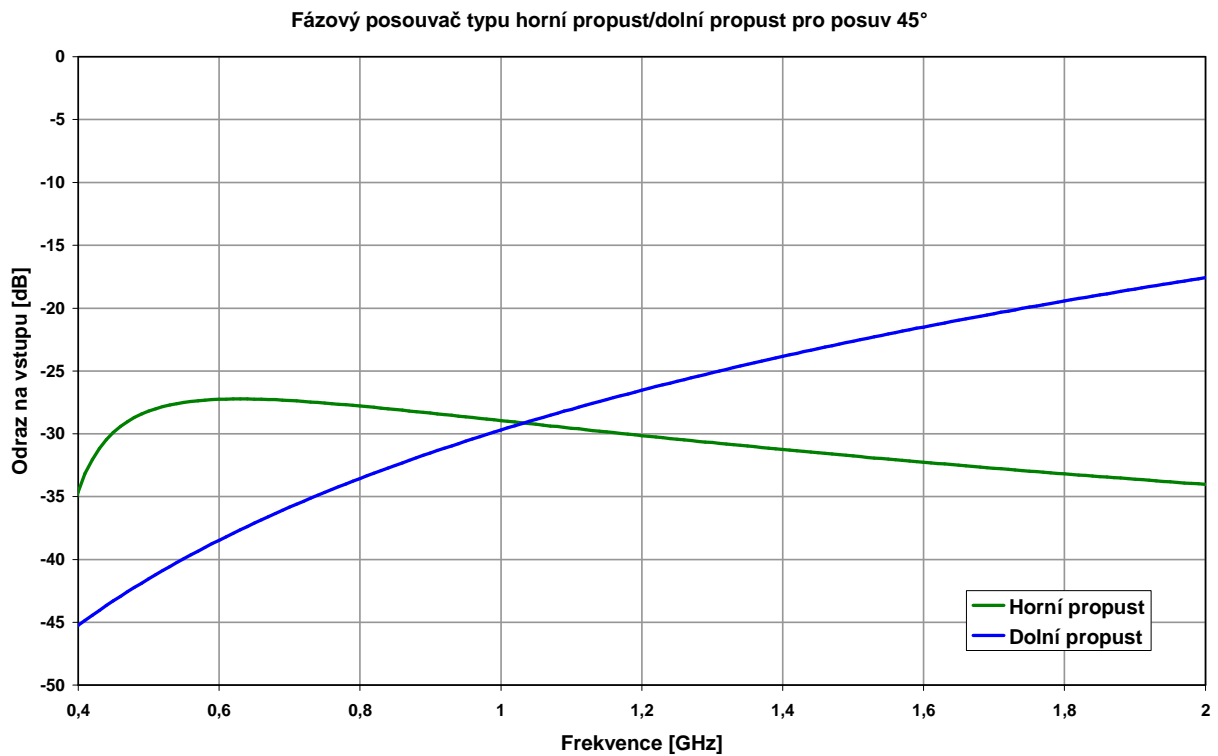
3.6.3 Fázový posouvač typu HP/DP pro posuv 45°

Pro návrh posuvu o 45° postačí návrh dvou jednoduchých filtrů ze tří součástek zapojených do T.

| | | | |
|---------------|---------------------|-------|-----------|
| Horní propust | podélné kapacity | C_1 | 16,46 pF |
| | | C_2 | 16,93 pF |
| | příčné indukčnosti | L_1 | 26,6 nH |
| Dolní propust | podélné indukčnosti | L_1 | 0,7063 nH |
| | | L_2 | 2,18 nH |
| | příčné kapacity | C_1 | 1,125 pF |



Obr. 30: Fázový posuv posouvače typu HP/DP pro posuv 45° pro 1 GHz; simulace v AWR



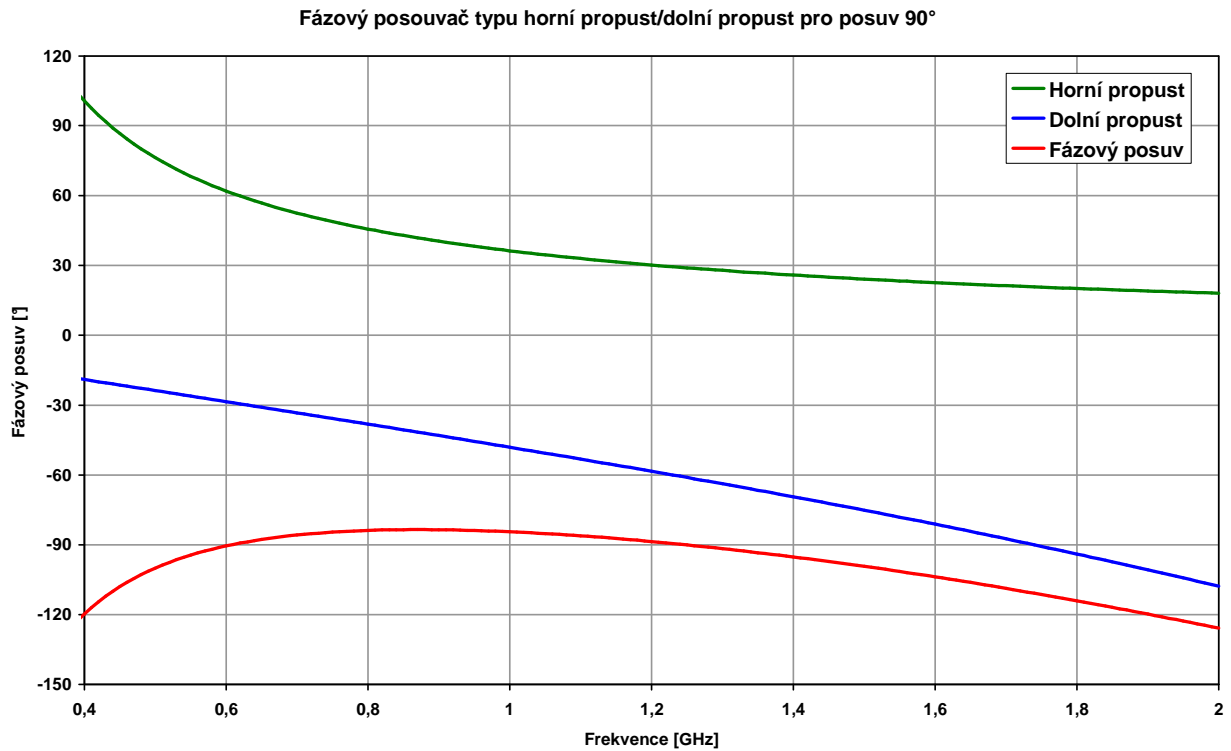
Obr. 31: Odrazy vstupního signálu posouvače typu HP/DP pro posuv 45° pro 1 GHz; simulace v AWR

Posuv 45° navrhovaný posouvač udržuje v mezích $\pm 10\%$ ve velmi širokém pásmu, od 0,52 GHz do 1,84 GHz (Obr. 30) a v požadovaném pásmu až do 1,76 GHz nepřesahují odrazy -20 dB (Obr. 31).

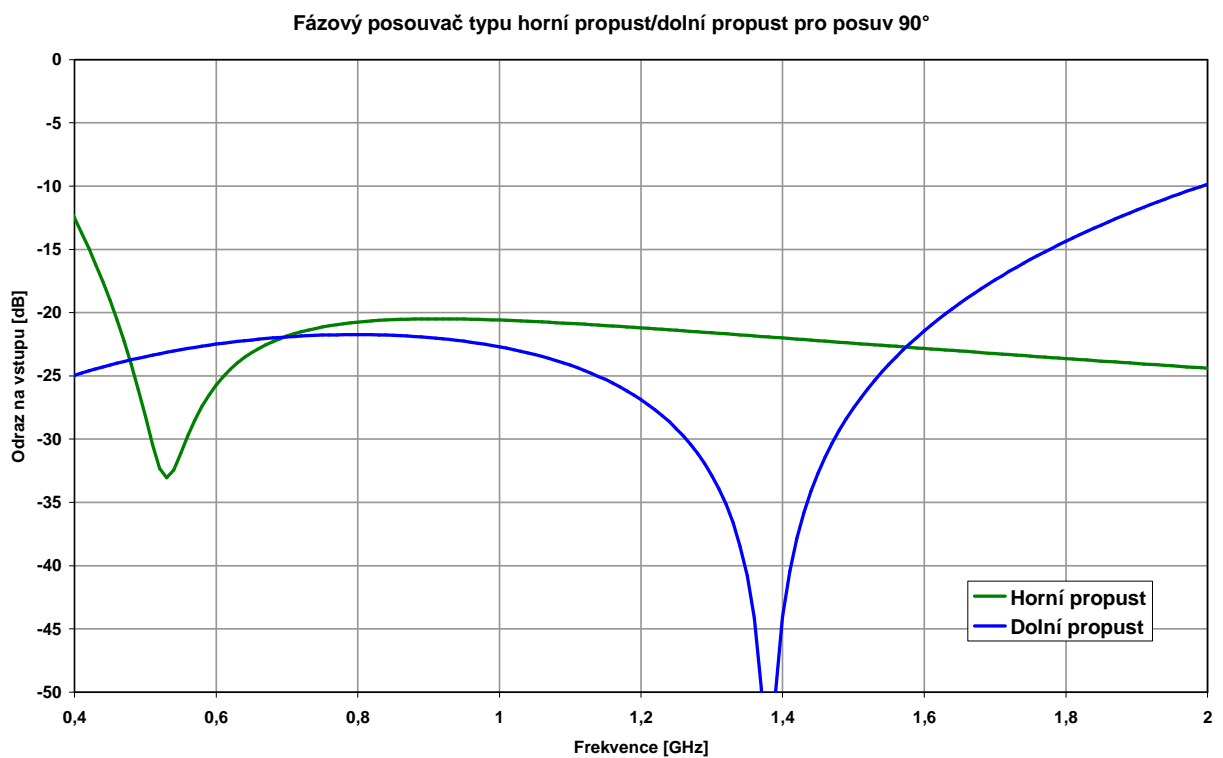
3.6.4 Fázový posouvač typu HP/DP pro posuv 90°

Pro návrh posuvu o 90° stačila dvojice jednoduchých filtrů složených ze tří součástek zapojených do T. Pro toto zapojení filtru je posuv o 90° maximální hodnotou posuvu.

| | | | |
|---------------|---------------------|-------|----------|
| Horní propust | podélné kapacity | C_1 | 8,653 pF |
| | | C_2 | 8,106 pF |
| Dolní propust | příčné indukčnosti | L_1 | 15,89 nH |
| | podélné indukčnosti | L_1 | 3,903 nH |
| | | L_2 | 3,913 nH |
| | příčné kapacity | C_1 | 2,142 pF |



Obr. 32: Fázový posuv posouvače typu HP/DP pro posuv 90° pro 1 GHz; simulace v AWR



Obr. 33: Odrazy vstupního signálu posouvače typu HP/DP pro posuv 90° pro 1 GHz; simulace v AWR

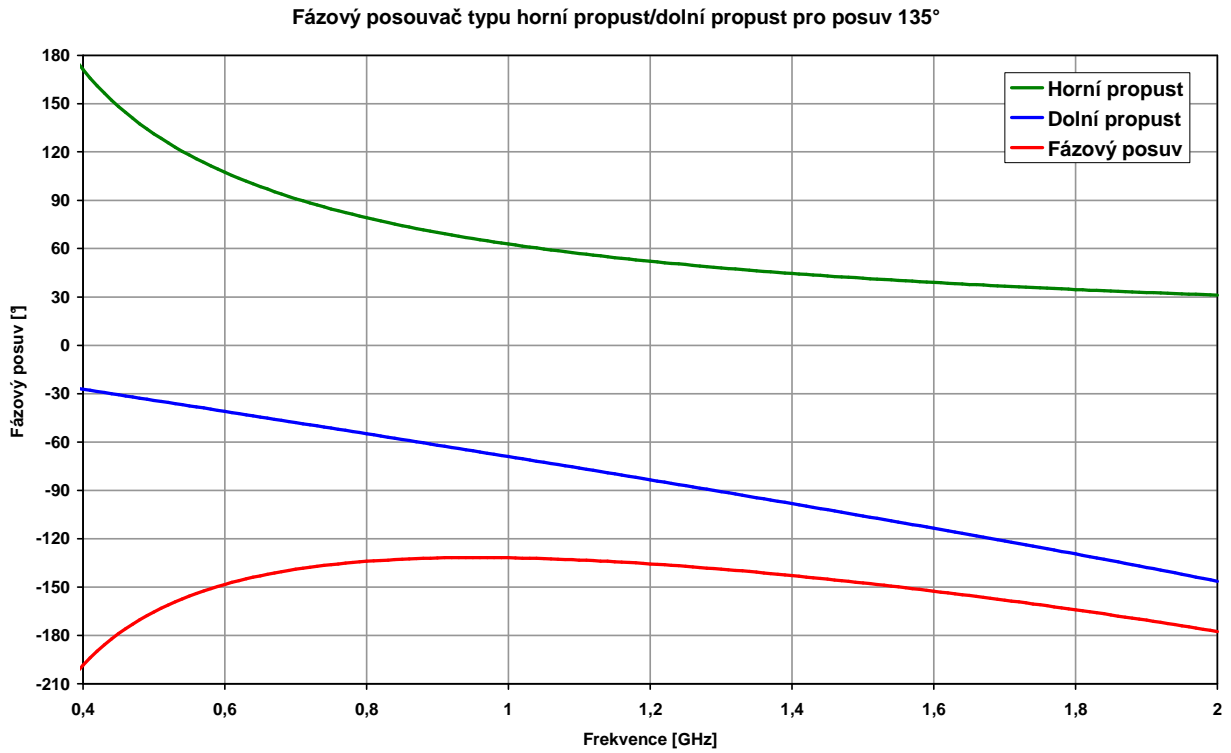
Navržený posouvač posouval fázi o $90^\circ \pm 10\%$ v pásmu od 0,51 GHz do 1,49 GHz (Obr. 32) a v celém daném pásmu nepřesáhli odrazy -20 dB (Obr. 33).

3.6.5 Fázový posouvač typu HP/DP pro posuv 135°

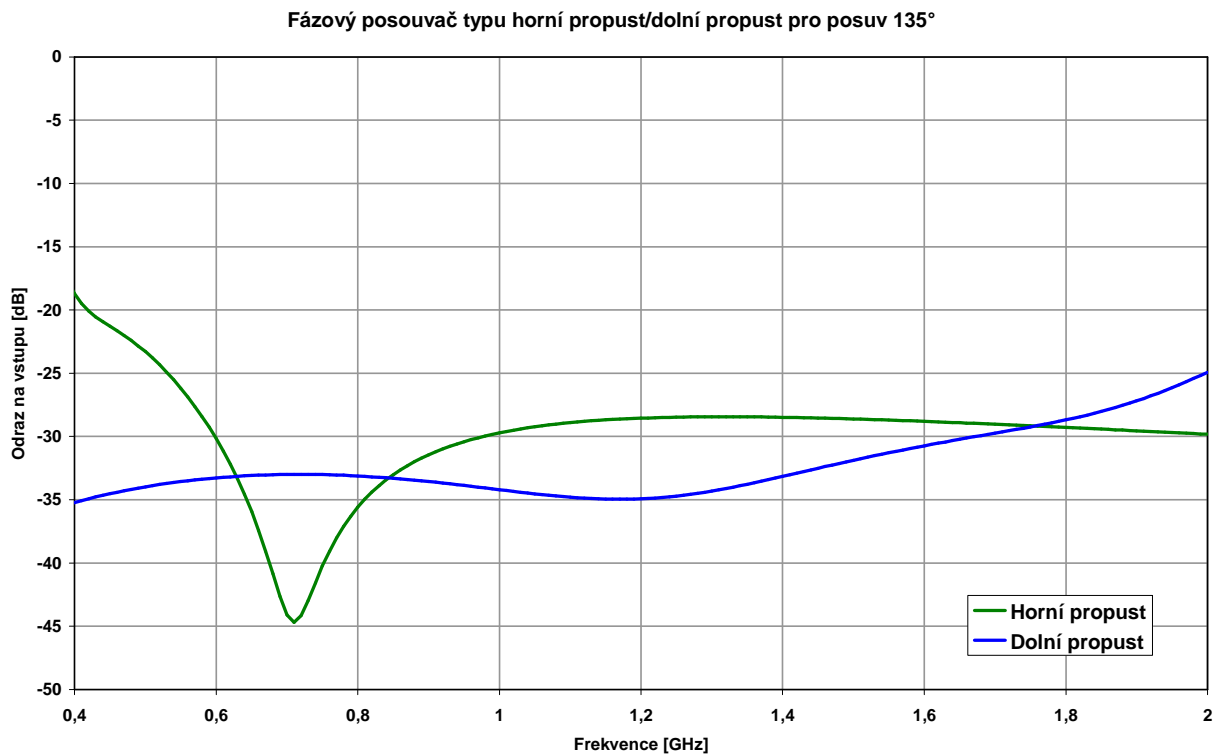
Pro návrh posouvače s posuvem o 135° již nestačí dvojice jednoduchých filtrů jako u posouvačů s menším posuvem. Musejí se nejen optimalizovat hodnoty jednotlivých součástí, ale musí se předem navrhnout stupeň filtru.

| | | | |
|-----------------|---------------------|----------|----------|
| Horní propust | podélné kapacity | C_1 | 10,02 pF |
| | | C_2 | 11,43 pF |
| | | C_3 | 10,11 pF |
| | | C_4 | 12,68 pF |
| Dolní propust | příčné indukčnosti | L_1 | 14,75 nH |
| | | L_2 | 16,95 nH |
| | podélné indukčnosti | L_1 | 2,22 nH |
| | | L_2 | 3,009 nH |
| | | L_3 | 2,393 nH |
| | | L_4 | 2,217 nH |
| příčné kapacity | C_1 | 1,863 pF | |
| | C_2 | 1,756 pF | |

Navrhované filtry začínají a končí podélně umístěnou součástkou a mezi podélnými kapacitami a indukčnostmi s indexem 2 a 3 je příčná součástka vynechána (Obr. 43)



Obr. 34: Fázový posuvu posouvače typu HP/DP pro posuv 135° pro 1 GHz; simulace v AWR



Obr. 35: Odrazy vstupního signálu posouvače typu HP/DP pro posuv 135° pro 1 GHz; simulace v AWR

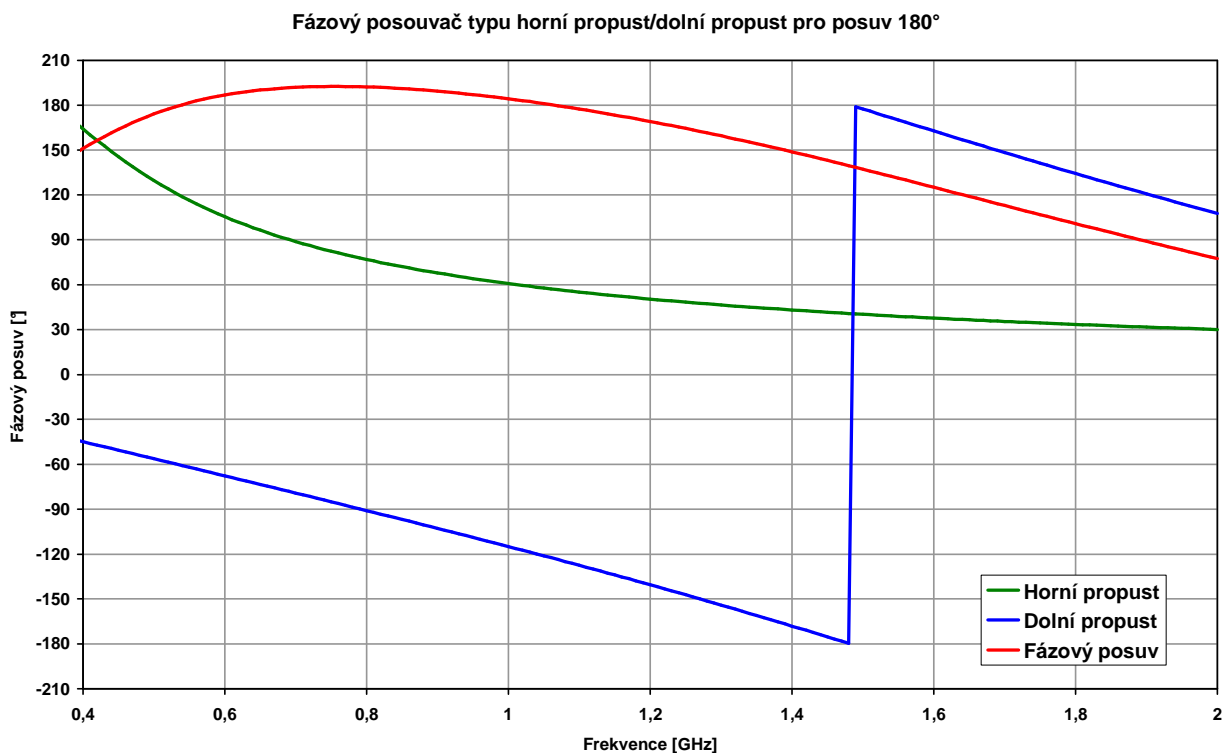
Fázový posouvač zoptimalizovaný pro posuv 135° má pásmo pro změnu úhlu menší než 10% od 0,6 GHz do 1,51 GHz (Obr. 34) a v celém pásmu odrazy menší než -20 dB (Obr. 35).

3.6.6 Fázový posouvač typu HP/DP pro posuv 180°

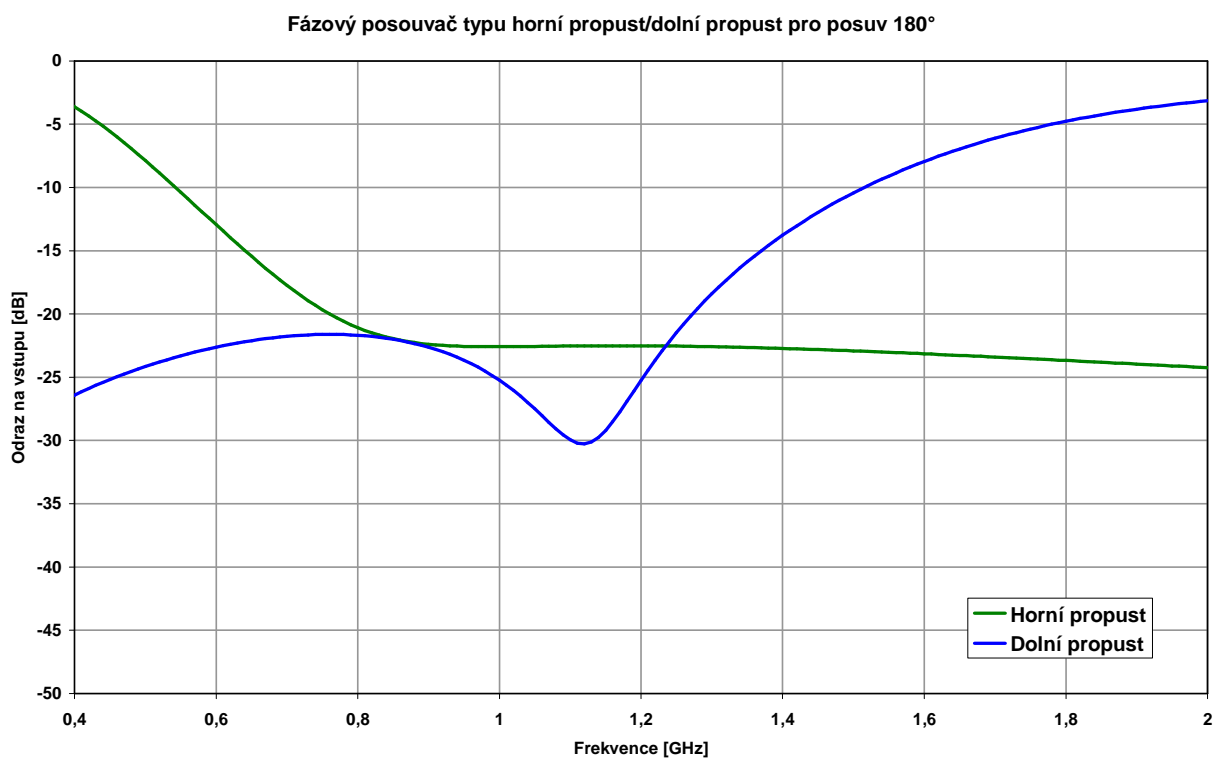
Návrh filtru typu HP/DP pro posuv 180° je složitý a u jeho návrhu je nutno optimalizovat jak jednotlivé hodnoty kapacit a indukčností, ale i jejich počet a rozmístění v obvodu.

| | | | |
|---------------|---------------------|-------|----------|
| Horní propust | podélné kapacity | C_1 | 6,908 pF |
| | | C_2 | 15,55 pF |
| | | C_3 | 8,938 pF |
| | | C_4 | 18,37 pF |
| | příčné indukčnosti | L_1 | 33,8 nH |
| | | L_2 | 15,56 nH |
| | | L_3 | 49,99 nH |
| Dolní propust | podélné indukčnosti | L_1 | 3,822 nH |
| | | L_2 | 6,566 nH |
| | | L_3 | 4,387 nH |
| | | L_4 | 0,01 nH |
| | příčné kapacity | C_1 | 2,972 pF |
| | | C_2 | 2,048 pF |
| | | C_3 | 1,497 pF |

Filtry začínají a končí podélně umístěnou kapacitou nebo indukčností.



Obr. 36: Fázový posuv posouvače typu HP/DP pro posuv 180° pro 1 GHz; simulace v AWR



Obr. 37: Odrazy vstupního signálu posouvače typu HP/DP pro posuv 180° pro 1 GHz; simulace v AWR

Šířka pásma pro požadovaných $180^\circ \pm 10\%$ je od 0,45 GHz do 1,27 GHz. Tento výsledek je závislý na tom, že $\pm 10\%$ je v absolutní hodnotě posuv o $\pm 18^\circ$. V případě porovnání

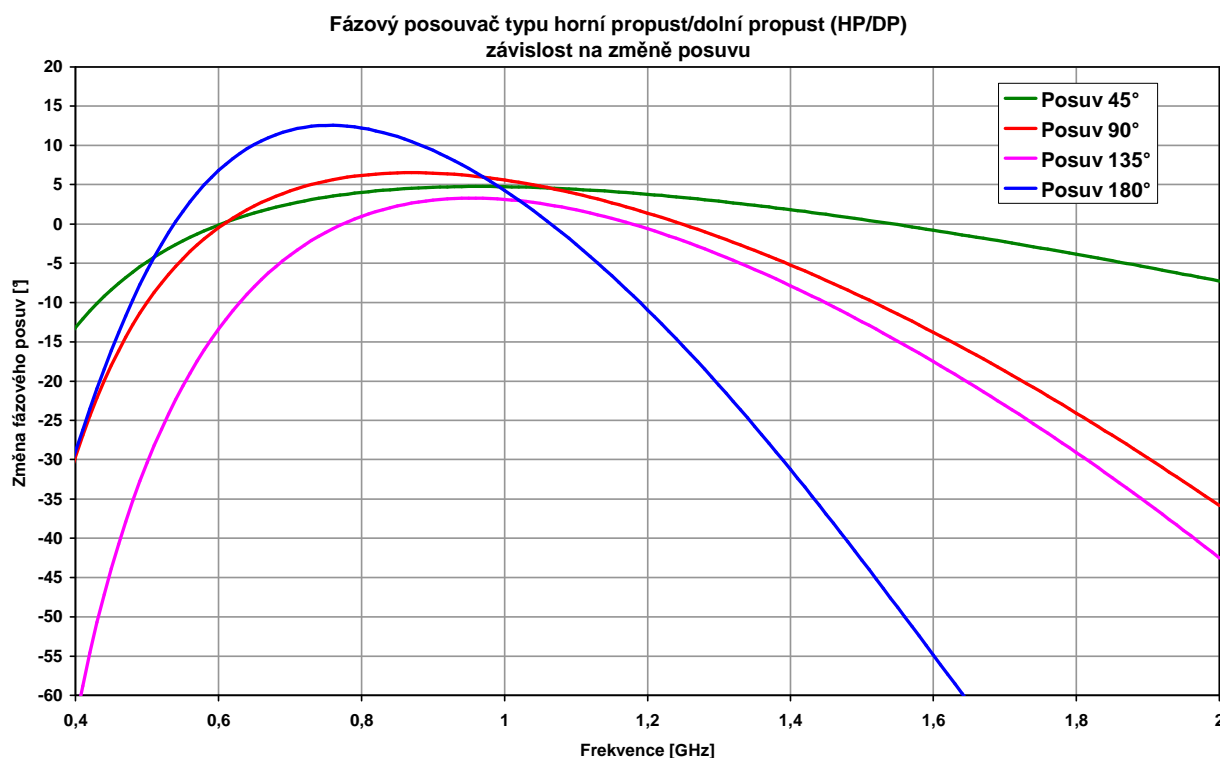
v absolutních hodnotách odchylky od požadovaného posuvu o $\pm 9^\circ$ ($\pm 5\%$) je již šířka pásma od 0,91 GHz do 1,05 GHz (Obr. 36). Navrhovaná dvojice filtrů propouští v daleko užším pásmu než filtry s menším posuvem, šířka pásma odrazu na vstupu dvojice filtru menšího než -20 dB je od 0,76 GHz do 1,27 GHz (Obr. 37).

3.6.7 Porovnání výsledků v závislosti na změně navrhovaného posuvu

Aby bylo možno srovnávat posouvače s různě velkými posuvy, musejí se srovnávat stejné hodnoty. V případě odrazů na vstupu je tato podmínka splněna. Pro charakteristiky různě velkých posuvů lze porovnávat odchylky od posuvu navrhovaného, a to jak v absolutní hodnotě stupňů, tak v relativní vůči hodnotě navrhovaného posuvu v procentech.

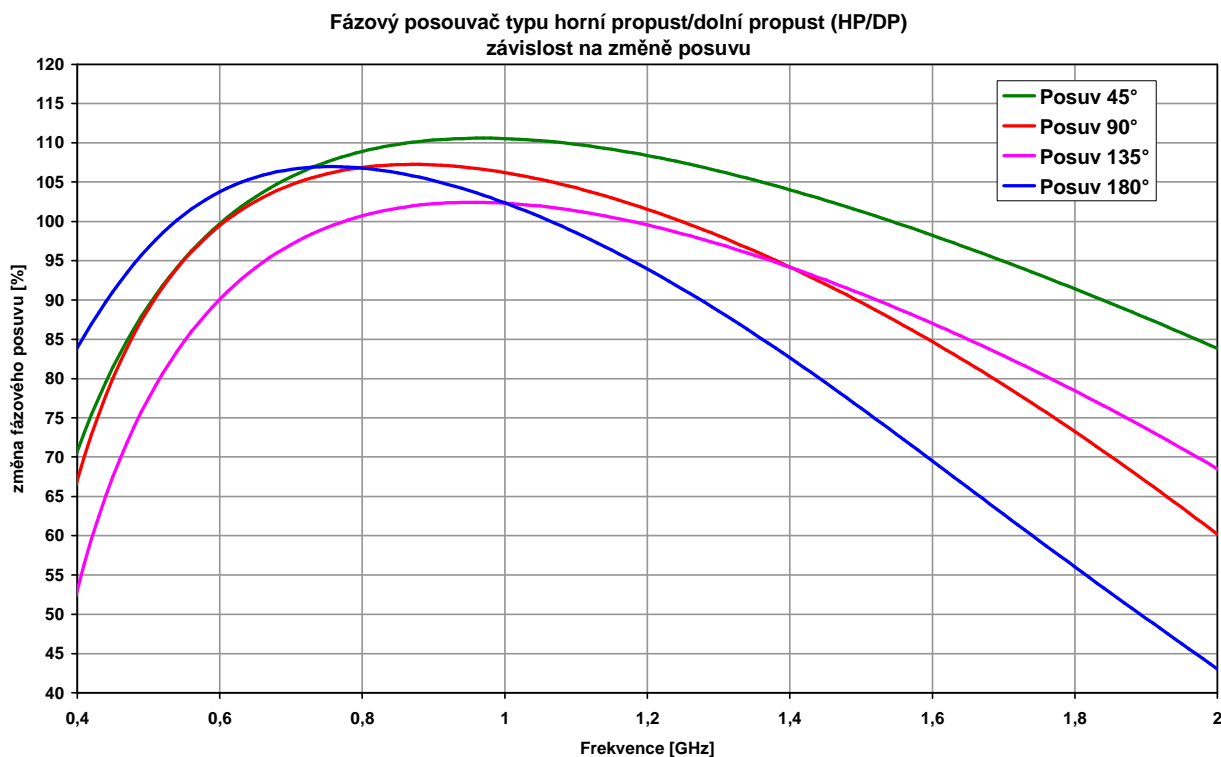
$$\Delta_{posuvu} = \frac{posuv}{navrhovaný\ posuv} \cdot 100[\%] \quad (3.6.1)$$

Vzorec (3.6.1) uvádí způsob výpočtu pro procentuální porovnání výsledků pro různé posuvy.



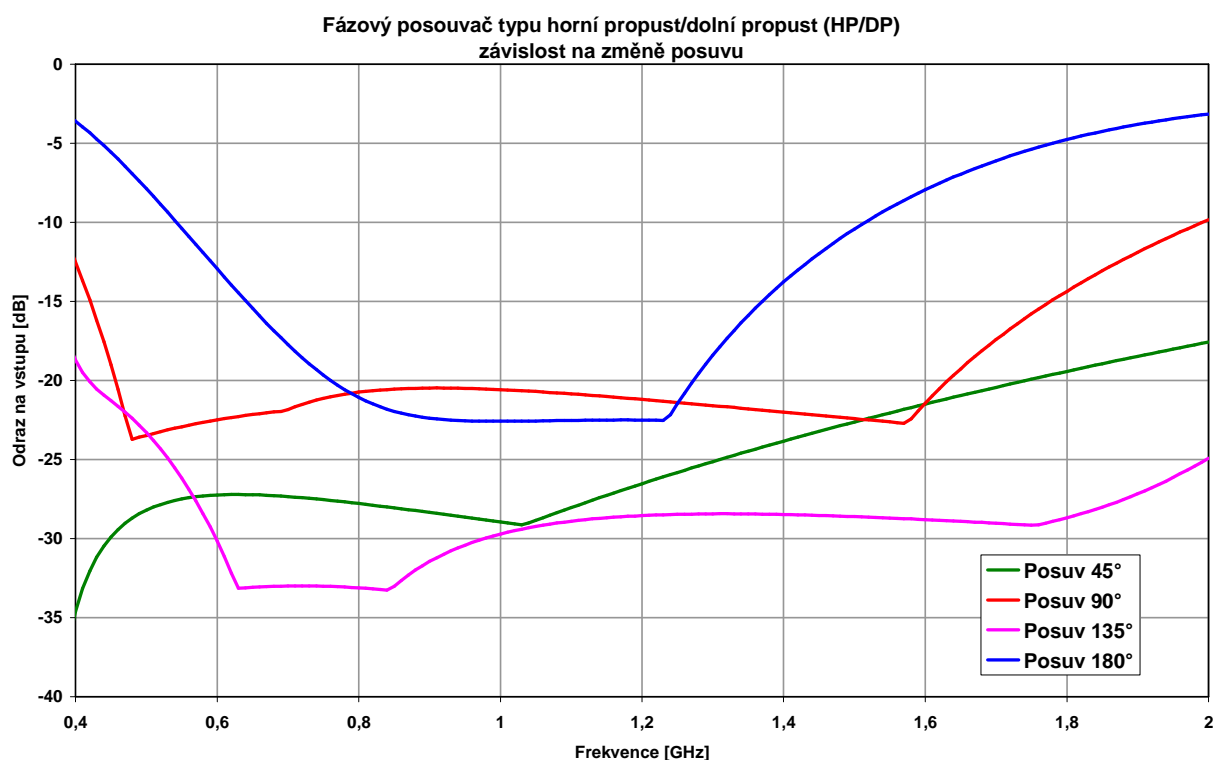
Obr. 38: Absolutní změny fázového posuvu od navrhovaného posuvu pro fázový posouvač typu HP/DP pro 1 GHz; simulace v AWR

Vzrůstající absolutní odchylka změny od navrhovaného posuvu je závislá na rostoucí hodnotě navrhovaného fázového posuvu, viz Obr. 38.



Obr. 39: Relativní změny fázového posuvu od navrhovaného posuvu pro fázový posouvač typu HP/DP pro 1 GHz; simulace v AWR

Z grafu (Obr. 39) nelze vyvodit jednoznačný závěr o vlivu velikosti navrhovaného posuvu sklon křivky. Zapříčiňuje to především posun na frekvenční ose, kde nejsou jednotlivé grafy vyrovnány na základě nějakého společného bodu. Nelze tak ani jednoznačně rozhodnout na základě šířky pásma pro úroveň posuvu nad 90%, jelikož nejsou stejné ani maximální hodnoty odchylky od posuvu. Grafy pro jednotlivé velikosti navrhovaného posuvu se nijak zásadně neliší a vliv na velikosti navrhovaného posuvu na relativní odchylku od navrhovaného posuvu nemá zásadní vliv.



Obr. 40: Odrazy vstupního signálu posouvače typu HP/DP pro různé posuvy pro 1 GHz; simulace v AWR

Mimo posouvače s posuvem o 180° poskytovaly všechny posouvače dostatečně široké pásmo s nízkým odrazem na vstupu ($S_{11} \leq -20$ dB) (Obr. 40). Posouvač s posuvem o 180° stupňů poskytuje daleko užší pásmo a strmější nárůst odrazů.

Výsledky jednotlivých posouvačů by bylo zřejmě možno další optimalizací vylepšit a podmínky, především průběhy posuvů, sjednotit tak, aby bylo možno je lépe porovnat. Taková optimalizace je časově náročná, jak pro návrh filtrů a podmínek pro charakteristiky, tak pro běh softwarové optimalizace na dostupné výpočetní technice.

4 Návrh, simulace a realizace fázového posouvače typu HP/DP

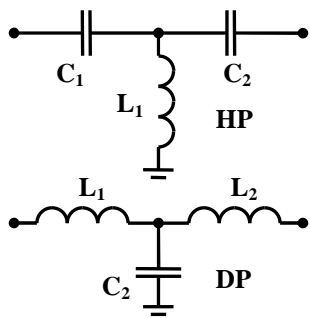
Všechny simulace probíhaly v pásmu od 0 do 2 GHz s krokem 10 MHz, kromě simulace celkového návrhu obvodu. Ten byl simulován v pásmu 0 až 3 GHz s krokem 5 MHz, z důvodu stejné frekvenční stupnice jako u měření. Výsledky byly vždy vyobrazeny v pásmu od 0,4 GHz do 2 GHz, v jiném pásmu z hlediska fázového posuvu byly průběhy hodnot nezajímavé.

4.1 Výběr zapojení posouvače

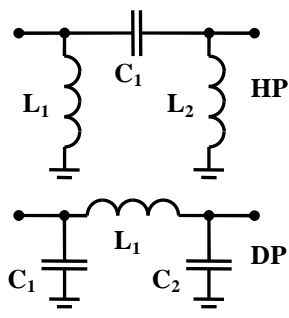
Navržené zapojení by mělo poskytovat co nejširší pásmo s konstantním posuvem fáze a nejnižšími odrazy na vstupu a skládat z co možná nejmenšího počtu součástek s co možná nejnižšími hodnotami (kvůli odstupu parazitních rezonančních frekvencí). Počet součástek negativně ovlivňuje výtěžnost. Čím větší je počet součástek tím, je menší pravděpodobnost dodržení podmínek pro výtěžnost. V praxi to také znamená větší náklady na výrobu. Velké indukčnosti a kapacity se špatně realizují pomocí planárních obvodů, proto byly zvoleny součástky typu SMD.

| | | | T-článek | Π-článek | Dvojitý T-článek |
|---------------|---------------------|----------------|----------|----------|------------------|
| Horní propust | podélné kapacity | C ₁ | 8,653 pF | 6,5 pF | 5,089 pF |
| | | C ₂ | 8,106 pF | | 5,129 pF |
| | | C ₃ | | | 5,587 pF |
| | | C ₄ | | | 5,088 pF |
| Dolní propust | příčné indukčnosti | L ₁ | 15,89 nH | 23,4 nH | 9,136 nH |
| | | L ₂ | | 29,19 nH | 9,051 nH |
| | podélné indukčnosti | L ₁ | 3,903 nH | 5,7 nH | 5,391 nH |
| | | L ₂ | 3,913 nH | | 4,112 nH |
| | | L ₃ | | | 6,134 nH |
| | | L ₄ | | | 5,559 nH |
| | příčné kapacity | C ₁ | 2,142 pF | 1,5 pF | 3,014 pF |
| | | C ₂ | | 1,7 pF | 3,05 pF |

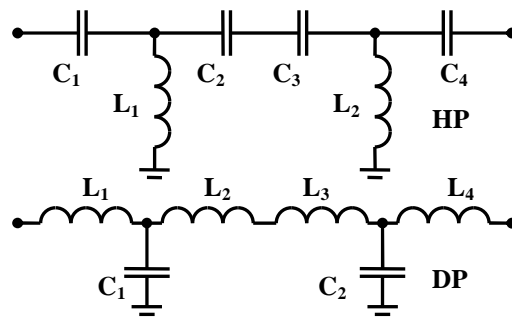
Součástky jsou vzestupně indexovány od brány 1 k bráně 2. V dvojitým T-článku je vynechám mezi podélnými kapacitami respektive induktory s indexy 2 a 3 (Obr. 43) příčný induktor respektive kapacitor. Příčné součástky jsou uzemněny.



Obr. 41: T-článek

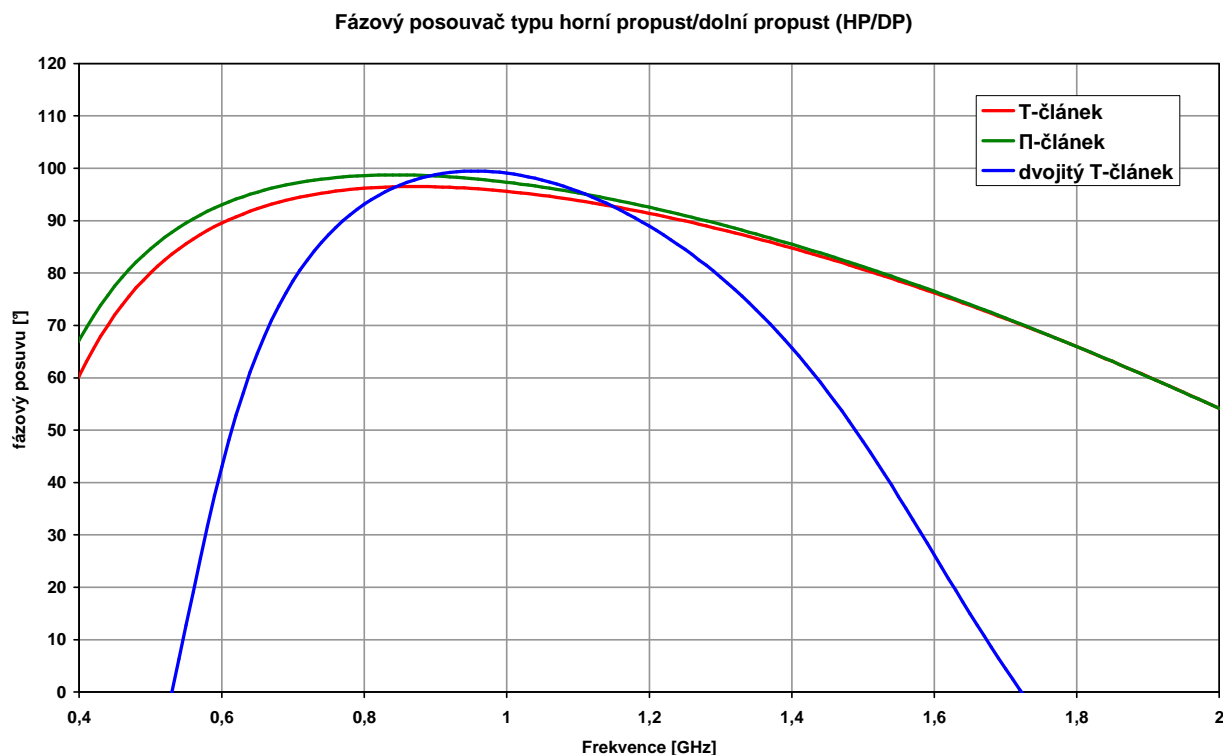


Obr. 42: Π -článek



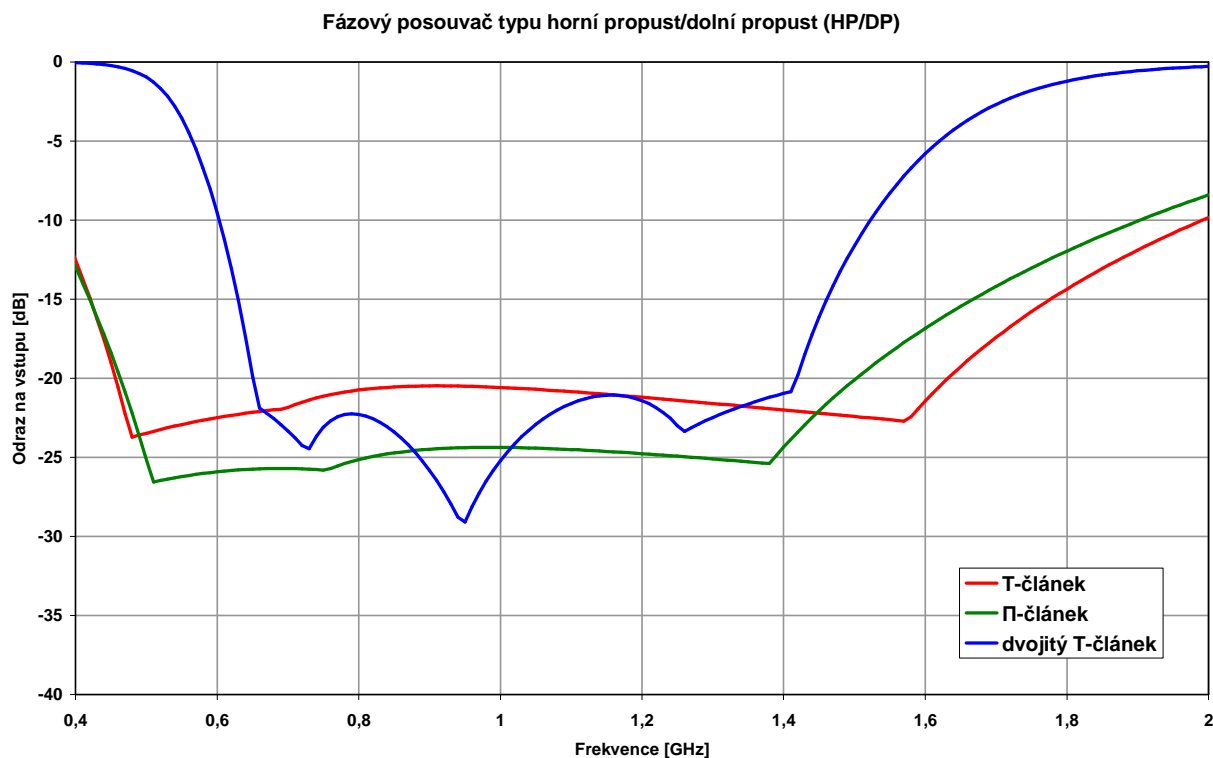
Obr. 43: Dvojitý T-článek

Nejjednodušší zapojení poskytuje T-článek a proti zapojení do Π neobsahuje indukčnosti velkých hodnot. Dvojitý T-článek obsahuje součástky s nízkými hodnotami, ale jejich počet je v porovnání s ostatními zapojení dvojnásobný.



Obr. 44: Fázový posuv pro různé druhy zapojení posouvače typu HP/DP pro posuv 90° pro 1 GHz; simulace v AWR

Zapojení do T a do Π nabízejí přibližně stejné šířky pásma pro posuv o $90^\circ \pm 10\%$, pro T-článek od 0,51 GHz do 1,49 GHz a pro Π -článek od 0,48 GHz do 1,5 GHz. Dvojitý T-článek poskytuje výrazně užší pásmo pro posuv o $90^\circ \pm 10\%$, od 0,72 GHz do 1,28 GHz. Viz Obr. 44.



Obr. 45: Odrazy vstupního signálu pro různé druhy zapojení posouvače typu HP/DP pro posuv 90° pro 1 GHz; simulace v AWR

Všechny navrhované posouvače v pásmu posuvu o 90° ±10% nemají na vstupu větší odraz než -20 dB. Pásmo pro odrazy na vstupu menší než -20 dB pro T-článek je od 0,46 GHz do 1,63 GHz, pro Π-článek je od 0,47 GHz do 1,5 GHz a pro dvojité T-článek je od 0,66 GHz do 1,41 GHz (Obr. 45).

Z důvodů co možná nejjednodušší realizace a nižší hodnoty indukčností než u Π-člátku jsem se rozhodl pro realizaci fázového posouvače typu HP/DP v zapojení obou filtrů do T.

4.2 Modelování a optimalizace posouvače

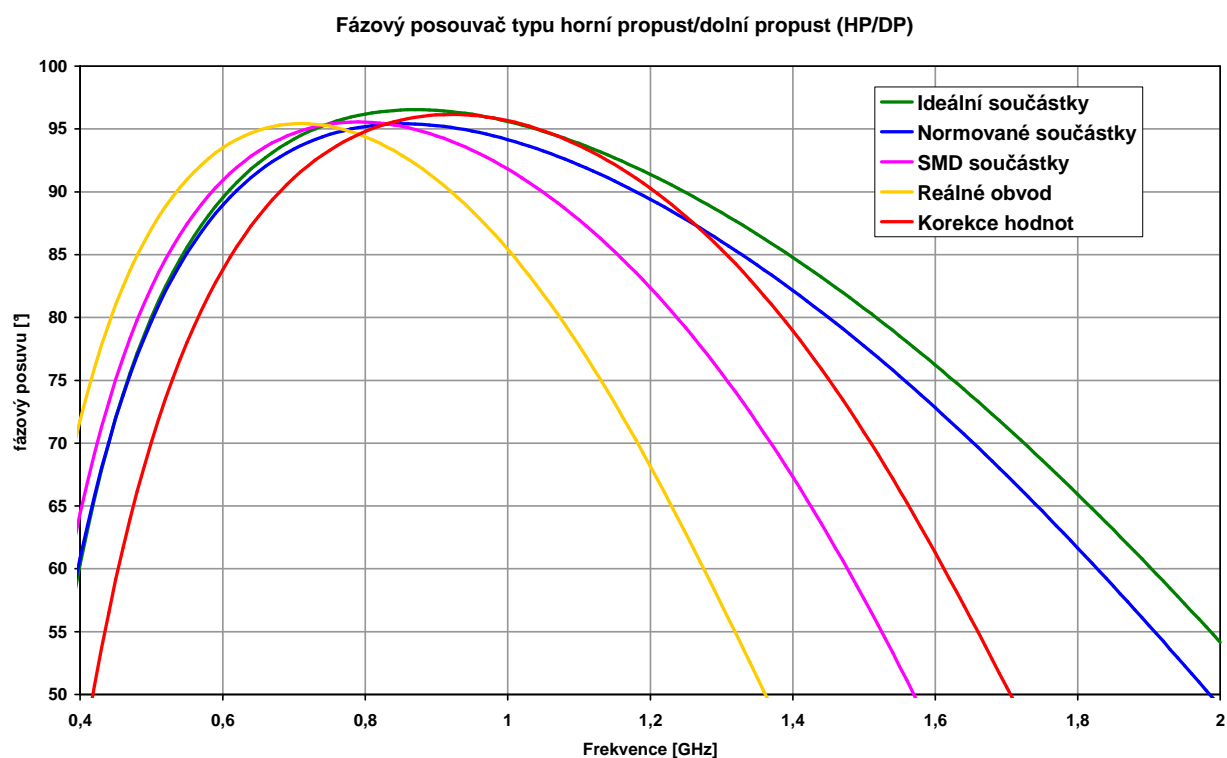
Z důvodu příliš velkých hodnot součástek horní propusti nelze obvod jednoduše realizovat planárně [5]. Při tvorbě planárního obvodu by muselo být například kvůli požadované velikosti prvků použito interdigitálního kapacitoru nebo struktur s oboustranným motivem na substrátu [9], což by si vyžádalo složitější analýzu pole a především vysoké nároky na přesnost výroby.

Nejjednodušším řešením pro realizaci posouvače jsou součástky s povrchovou montáží SMD. Nejprve je nutno najít vhodnou kombinaci součástek konkrétní řady. Reálné SMD součástky mají své parazitní hodnoty a ty je potřeba vnést do simulace a zjistit, jak ovlivňují

celkový obvod. Svůj nezanedbatelný vliv na obvod má parazitní indukčnost prokovky uzemnění a musí být zahrnuta do simulace. Pro mechanickou realizaci obvodu je potřeba zachovat mezi jednotlivými součástky mezeru tvořenu mikropáskovým spojem.

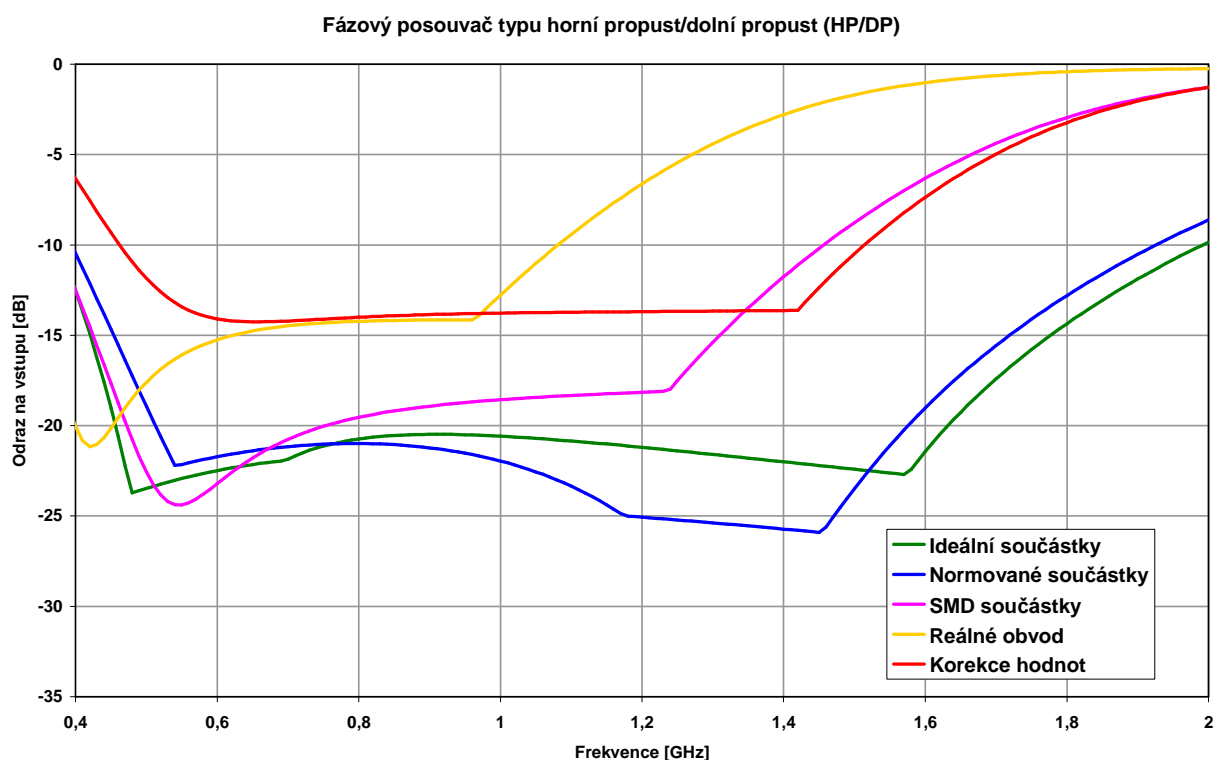
| | | | Ideální součástky | Reálný obvod | Korigovaný obvod |
|---------------|---------------------|-------|-------------------|--------------|------------------|
| Horní propust | podélné kapacity | C_1 | 8,653 pF | 8,2 pF | 5,6 pF |
| | | C_2 | 8,106 pF | 10 pF | 10 pF |
| Dolní propust | příčné indukčnosti | L_1 | 15,89 nH | 15 nH | 11 nH |
| | podélné indukčnosti | L_1 | 3,903 nH | 4,3 nH | 4,3 nH |
| | | L_2 | 3,913 nH | 3,9 nH | 3,6 nH |
| | příčné kapacity | C_1 | 2,142 pF | 2,2 pF | 1,2 pF |

Zapojení obvodů realisticky simulujících skutečné chování reálného posouvače jsou podle hierarchie rozkreslena v Příloha č.1 (Obr. 76 až Obr. 80). Součástky jsou vzestupně indexovány od brány 1 k bráně 2. Hodnoty součástek byly vybrány z řady E12, viz sloupeček „Reálný obvod“. Sériový odpor náhradního obvodu SMD součástky byl vypočítán z katalogového činitele jakosti uvedeného pro jednotlivé součástky (induktory firmy Tyco Electronics, typová řada 3650 s velikostí pouzdra 0603, kondenzátory velikosti 0805 dodávané firmou HT Electronics z Hradce Králové). Parazitní kapacity, respektive indukčnosti, byly vypočítány na základě rezonanční frekvence rovněž uvedené v katalogu. Simulace byly provedeny s parazitní indukčností prokovky hodnoty 0,5 nH (tloušťka substrátu 0,51 mm). Podélně umístěné součástky byly simulovány se vzdáleností 6 mm od sebe a příčně umístěné součástky od „T“ i od prokovky 3 mm.



Obr. 46: Fázový posuv posouvače typu HP/DP pro posuv 90° pro 1 GHz v závislosti na přesnosti modelů obvodu; simulace v AWR

Při postupném zpřesňování modelu obvodu došlo k výraznému posuvu a zúžení frekvenčního pásma posouvače (Obr. 46), kde posouvač udržuje navrhovaný posuv o 90° v rozmezích $\pm 10\%$. Změna hodnot na normované hodnoty řady E12 nepřinesla výrazné zúžení pásma, pro posuv o $90^\circ \pm 10\%$ od 0,52 GHz do 1,41 GHz, proti ideálně optimalizovaným součástkám, kde je šířka pásma od 0,46 GHz do 1,49 GHz. Při simulaci s reálnými SMD součástkami došlo k výrazné změně pásma, pro posuv o $90^\circ \pm 10\%$ od 0,49 GHz do 1,21 GHz. Z hodnot simulovaného obvodu se započítanými vedeními mezi součástkami, šířka pásma pro posuv o $90^\circ \pm 10\%$ od 0,45 GHz do 1,05 GHz, vyplývá nutnost korekce hodnot součástek. Po korekci hodnot součástek poskytoval navrhovaný posouvač pásmo pro posuv o $90^\circ \pm 10\%$ od 0,58 GHz do 1,36 GHz.



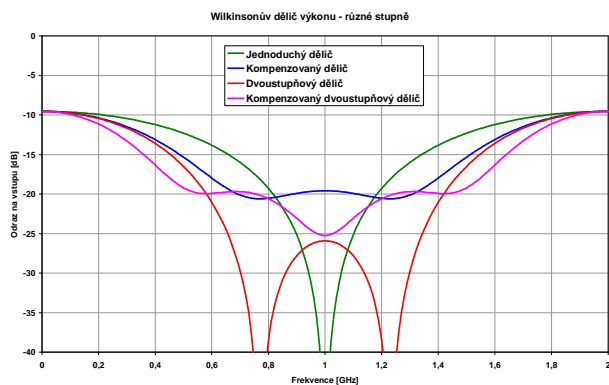
Obr. 47: Odrazy vstupního signálu posouvače typu HP/DP pro posuv 90° pro 1 GHz v závislosti na přesnosti modelů obvodu; simulace v AWR

Dodržení podmínky pro odraz na vstupu menší než -20 dB se stalo nereálné a hodnoty součástek jsem se především snažil optimalizovat na dodržení fázového posuvu. Změna hodnot součástek na hodnoty normované řady E12 ještě byla v toleranci pro odraz menší než -20 dB v širší pásma posuvu. U dalších zpřesňujících se modelů součástek se zhoršily odrazy na vstupu. Z grafu (Obr. 47) je patrné výrazné zhoršení odrazů na vstupu pro reálný obvod (náhradní modely SMD oddělené vedením a započtená indukčnost prokovky), kde nad frekvencí 1,2 GHz nastává pokles přenosu. Pro reálný obvod s korigovanými hodnotami součástek je šířka pásma pro odrazy na vstupu menší než -13dB od 0,54 GHz do 1,43 GHz. Optimalizace pro odraz menší než -13 dB neměla výrazně negativní vliv na posuv navrhovaného posouvače.

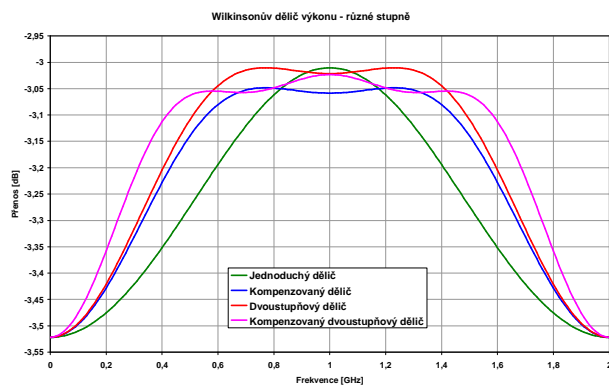
4.3 Návrh děliče pro posouvač

4.3.1 Výběr děliče

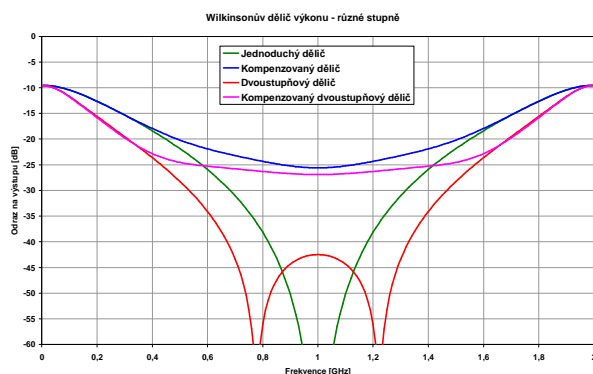
Pro navrhovaný fázový posouvač je zapotřebí děliče výkonu, který rozdělí výkon do dvou větví, aniž by negativně ovlivnil charakteristiky posouvače. Dělič musí mít dostatečnou šířku pro přenos, v požadovaném frekvenčním pásmu co nejnižší odrazy na vstupu a výstupech a co největší izolaci mezi výstupními branami.



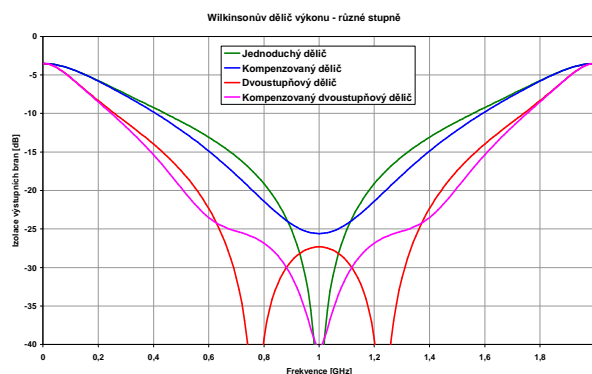
Obr. 48: Odrazy vstupního signálu pro různé typy Wilkinsonova děliče výkonu se střední frekvencí 1 GHz; simulace v AWR



Obr. 49: Přenosy pro různé typy Wilkinsonova děliče výkonu se střední frekvencí 1 GHz; simulace v AWR



Obr. 50: Odrazy signálu na výstupu pro různé typy Wilkinsonova děliče výkonu se střední frekvencí 1 GHz; simulace v AWR



Obr. 51: Izolace výstupních bran pro různé typy Wilkinsonova děliče výkonu se střední frekvencí 1 GHz; simulace v AWR

Jednoduchý Wilkinsonův dělič neposkytuje dostatečně široké pásmo. Frekvenční pásmo pro odrazy na vstupu menší než -20 dB je pouze od 0,82 GHz do 1,18 GHz (Obr. 48). Tak úzké pásmo je pro navrhovaný posouvač nedostatečné a dělič by negativně ovlivňoval charakteristiku celkového zapojení.

Kompenzací jednoduchého Wilkinsonova děliče se frekvenční pásmo pro odrazy na vstupu menší -20 dB rozšíří od 0,69 GHz do 1,31 GHz (Obr. 48). Toto rozšíření ještě neposkytuje dostatečnou šířku pásma pro navrhovaný posouvač

Dvoustupňový Wilkinsonův dělič výkonu již disponuje dostatečnou šířkou pásma pro požadovaný odraz na vstupu menší -20 dB. Šířka pásma je od 0,52 GHz do 1,48 GHz (Obr. 48). Dalším důležitým parametrem, který byl od děliče požadován byla opět co největší šířka pásma pro odrazy na výstupech (Obr. 50) a izolaci mezi výstupními branami (Obr. 51) menší než -20 dB. Pro danou podmínku dělič disponuje šířkou pásma pro odrazy na výstupech od 0,3 GHz do 1,7 GHz a pro izolaci mezi výstupními branami od 0,56 GHz do 1,44 GHz.

Kompenzovaný dvoustupňový Wilkinsonův dělič nepřinesl výrazné rozšíření pásma (Obr. 48).

Z důvodu jednodušší realizace a již dostatečné šířky pásma jsem se rozhodl pro realizaci dvoustupňového Wilkinsonova děliče výkonu bez kompenzace spíše než děliče s kompenzací. Návrh třístupňového děliče by byl již zbytečně složitý a šířka pásma dvoustupňového děliče je pro daný účel dostačující.

4.3.2 Návrh, simulace a realizace dvoustupňového děliče výkonu

Wilkinsonův dělič navrhovaného stupně bude realizován na mikropáskovém vedení. Mikropáskové vedení je realizováno na substrátu Arlon s těmito parametry:

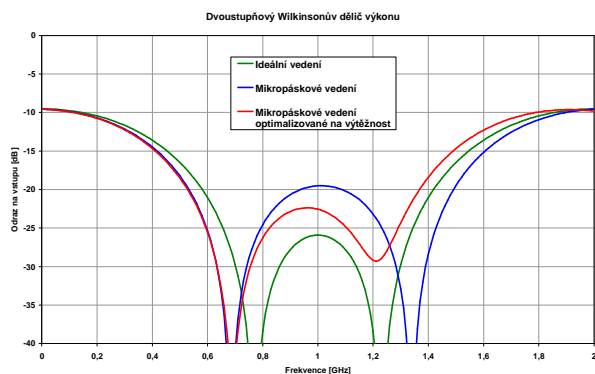
| | |
|---------------------|----------------------------|
| H | 0,51 mm |
| ϵ_r | 2,5 |
| T | 34 μm |
| $\text{tg } \delta$ | 0,001 |
| Σ | $3 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ |

Dělič se musí optimalizovat nejen na maximální šířku pásma, ale musí být zaručena dostatečná výtěžnost.

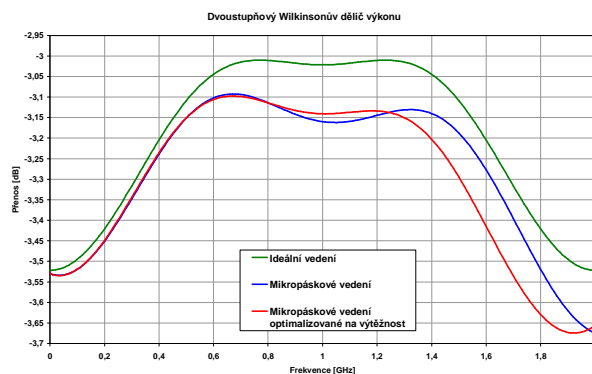
Rozměry mikropáskového vedení

| | Optimalizovaný | Optimalizovaný na výtěžnost |
|----|----------------|-----------------------------|
| R1 | 241 Ω | 240 Ω |
| R2 | 98,01 Ω | 100 Ω |
| l1 | 51,06 mm | 52,12 mm |
| l2 | 54,24 mm | 59,3 mm |
| w1 | 0,9674 mm | 1,018 mm |
| w2 | 0,6156 mm | 0,680 mm |

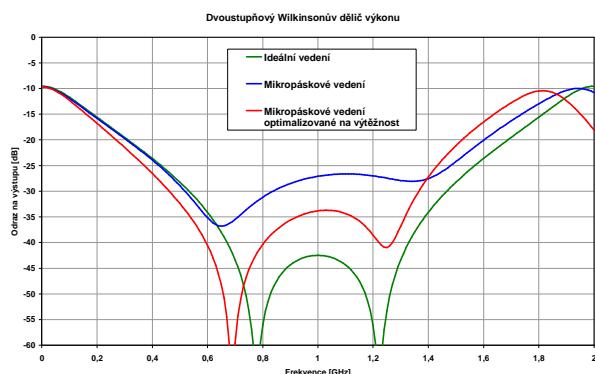
Rezistory v obvodu byly nahrazeny náhradním schématy pro SMD rezistory (2.3.1 SMD rezistor). V simulaci výtěžnosti byly pro hodnoty rezistorů vybrány a použity hodnoty z řady E12.



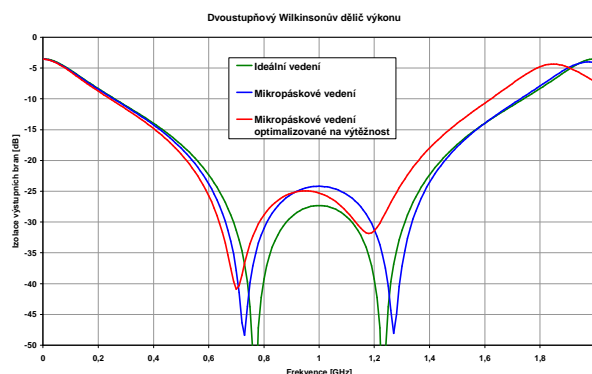
Obr. 52: Odrazy vstupního signálu dvoustupňového Wilkinsonova děliče výkonu se střední frekvencí 1 GHz v závislosti na typu vedení a jeho optimalizaci; simulace v AWR



Obr. 53: Přenosy dvoustupňového Wilkinsonova děliče výkonu se střední frekvencí 1 GHz v závislosti na typu vedení a jeho optimalizaci; simulace v AWR

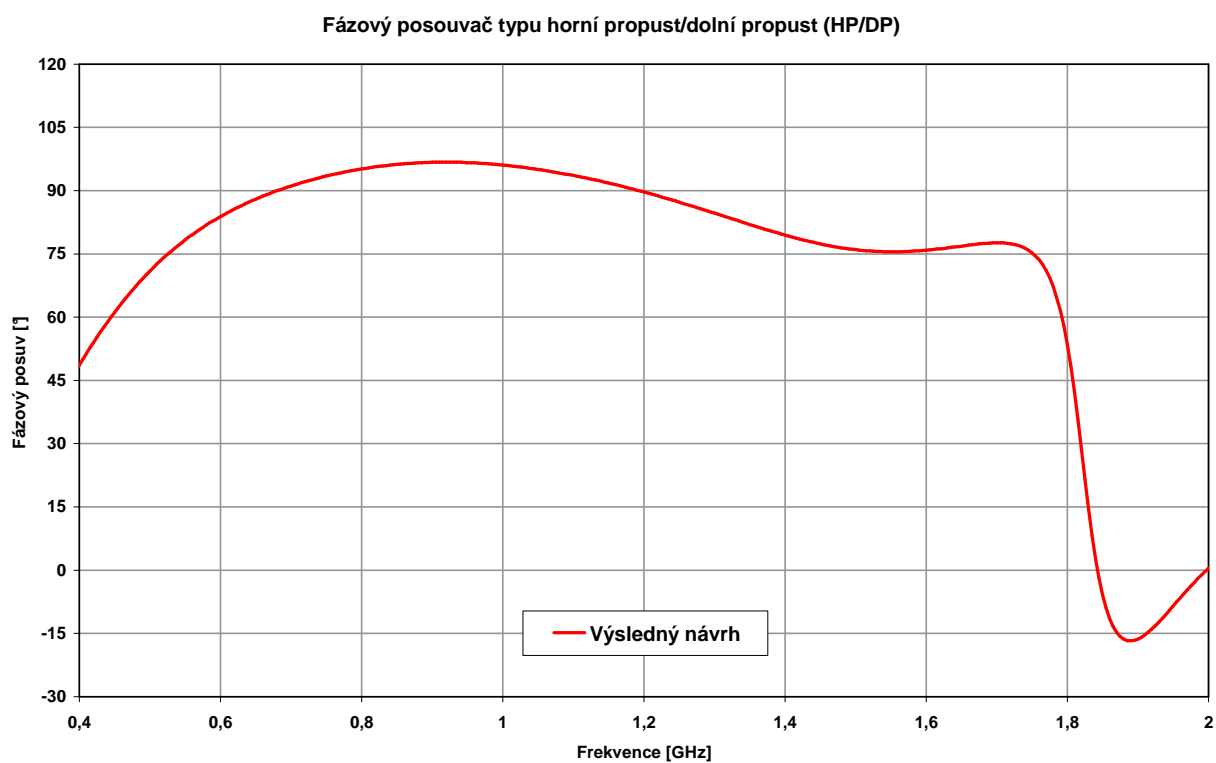


Obr. 54: Odrazy signálu na výstupu dvoustupňového Wilkinsonova děliče výkonu se střední frekvencí 1 GHz v závislosti na typu vedení a jeho optimalizaci; simulace v AWR

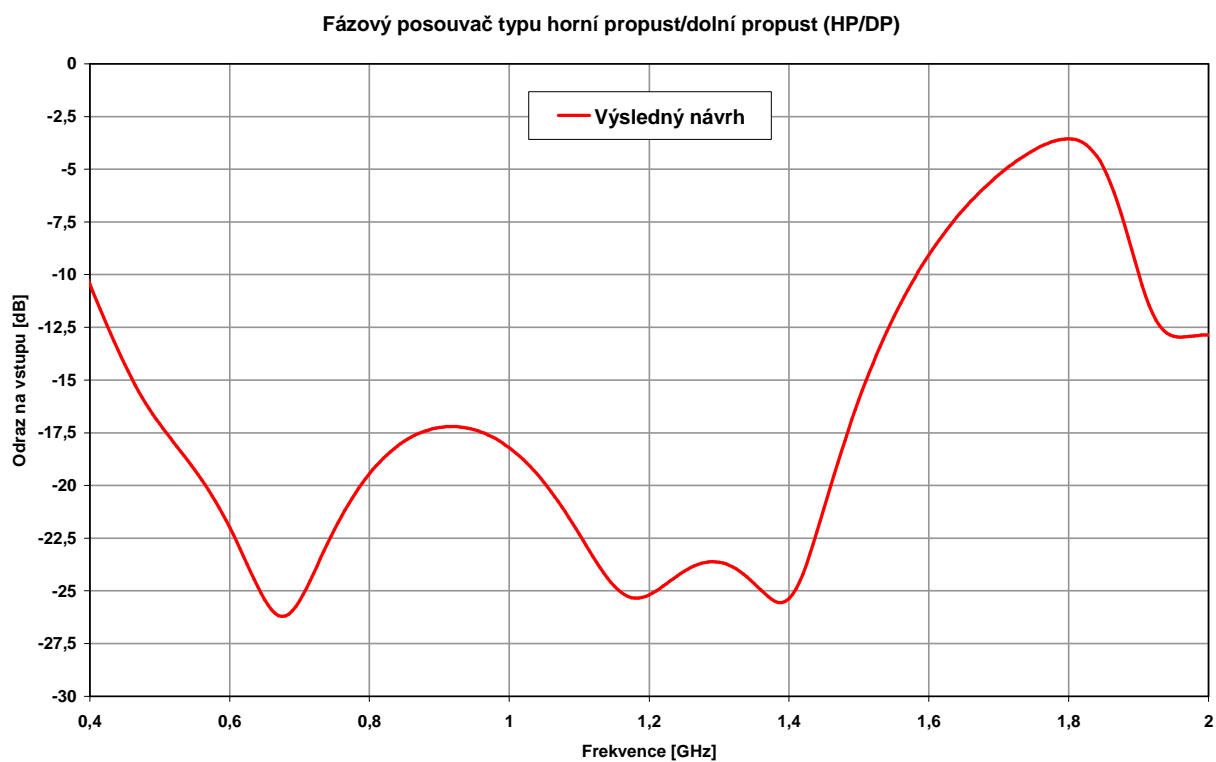


Obr. 55: Izolace výstupních bran dvoustupňového Wilkinsonova děliče výkonu se střední frekvencí 1 GHz v závislosti na typu vedení a jeho optimalizaci; simulace v AWR

Při návrhu mikropáskového vedení došlo ke změně šířky a frekvenčnímu posuvu charakteristik proti ideálnímu vedení. Tyto změny by neměly nijak výrazně negativně ovlivnit fázový posouvač. Šířka pásma pro odraz na vstupu menší než -20 dB se změnila na od 0,53 GHz do 1,37 GHz (Obr. 52), pro odraz na výstupu menší než -20 dB se změnila na od 0,27 GHz do 1,53 GHz (Obr. 54) a pro izolaci výstupních bran menší než -20 dB se změnila na od 0,51 GHz do 1,36 GHz (Obr. 55).



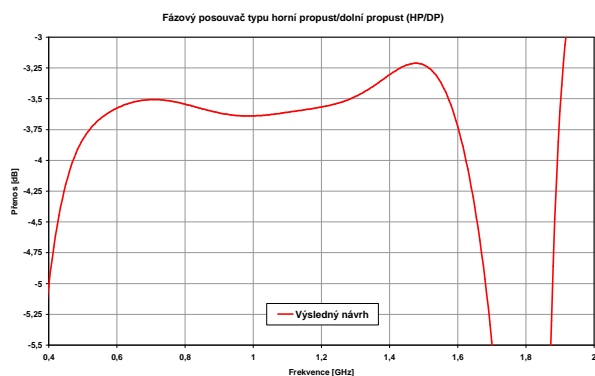
*Obr. 57: Fázový posuv pro celkový návrh posouvače typu HP/DP pro 1GHz;
simulováno v programu AWR Design Environment*



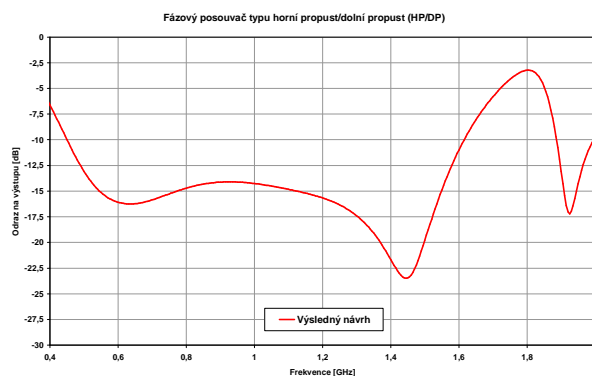
*Obr. 58: Odrazy vstupního signálu pro celkový návrh posouvače typu HP/DP pro 1 GHz;
simulováno v programu AWR Design Environment*

Navržený fázový posouvač typu HP/DP s dvoustupňovým Wilkinsonovým děličem výkonu disponuje šířkou pásma pro posuv $90^\circ \pm 10\%$ od 0,585 GHz do 1,355 GHz, viz Obr. 57.

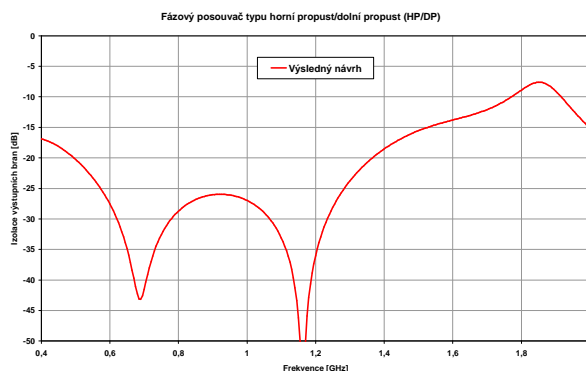
Šířka pásma odrazů na vstupu menších než -15 dB pro navrhovaný fázový posouvač typu HP/DP s dvoustupňovým Wilkinsonovým děličem výkonu je od 0,465 GHz do 1,51 GHz (Obr. 58). Požadavek na odraz od vstupu menší než -20 dB, ve stejném pásmu s požadavkem pro posuv o $90^\circ \pm 10\%$, nebylo možno dodržet aniž by bylo se nezměnila šířka pásma pro posuv.



Obr. 59: Přenosy pro celkový návrh posouvače typu HP/DP pro 1 GHz; simulace v AWR



Obr. 60: Odrazy signálu na výstupu pro celkový návrh posouvače typu HP/DP pro 1 GHz; simulace v AWR

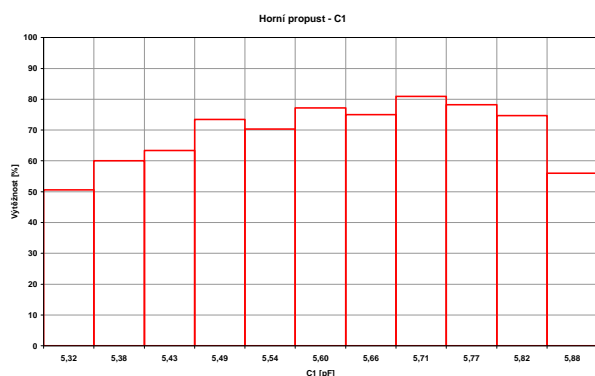


Obr. 61: Izolace výstupních bran pro celkový návrh posouvače typu HP/DP pro 1 GHz; simulace v AWR

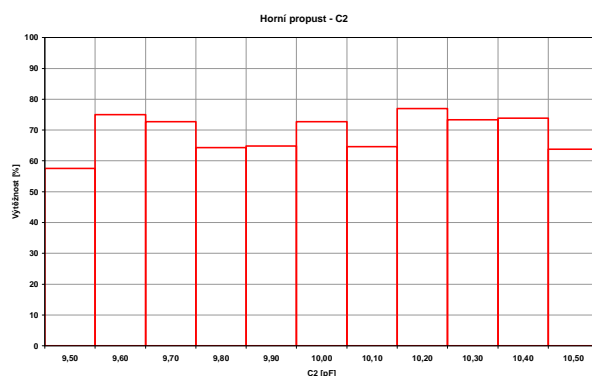
4.5 Simulace výtěžnosti

Prověřením výtěžnosti obvodu lze snadno odhalit slabý článek a nalézt tak součástku, jejíž změna hodnoty v tolerančním pásmu negativně ovlivňuje výtěžnost obvodu.

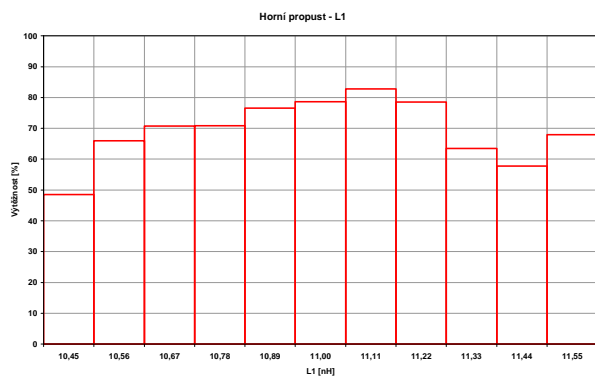
Simulace výtěžnosti proběhla pouze v závislosti na fázovém posuvu. Podmínky výtěžnosti byly zvoleny pro posuv $90^\circ \pm 8^\circ$ od 0,6 GHz do 1,3 GHz. Toleranční meze pro součástky řady E12 jsou $\pm 5\%$ od jmenovité hodnoty a simulace proběhla s těmito tolerancemi u všech součástek. Celkově výtěžnost pro 1000 cyklů byla 72,1%.



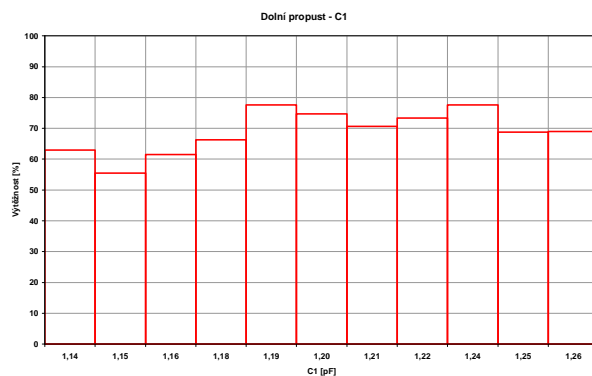
Obr. 62: Výtěžností analýzy pro kondenzátor C1 horní propusti; simulace v AWR



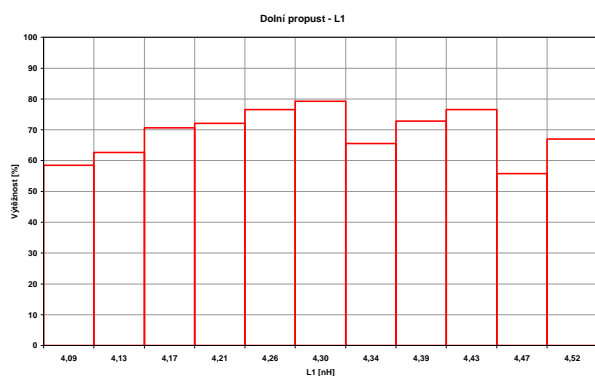
Obr. 63: Výtěžností analýzy pro kondenzátor C2 horní propusti; simulace v AWR



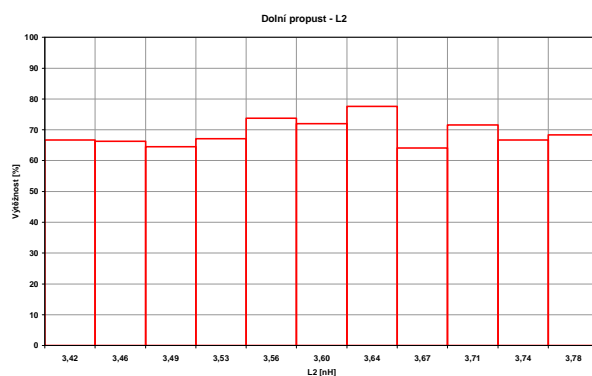
Obr. 64: Výtěžností analýzy pro induktor L1 horní propusti; simulace v AWR



Obr. 65 Výtěžností analýzy pro kondenzátor C1 dolní propusti; simulace v AWR



Obr. 66: Výtěžností analýzy pro induktor
L1 dolní propusti; simulace v AWR

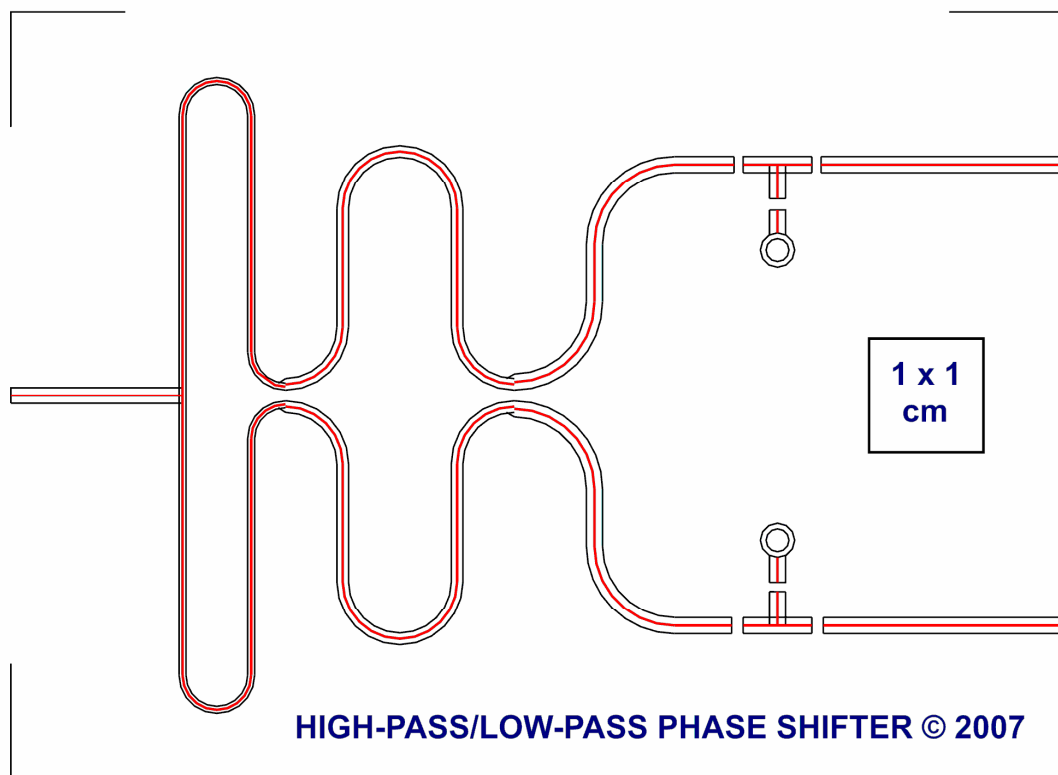


Obr. 67: Výtěžností analýzy pro induktor
L2 dolní propusti; simulace v AWR

Z jednotlivých charakteristik (Obr. 62 až Obr. 67) nevyplývá žádné negativní ovlivnění změny výtěžnosti obvodu změnou hodnot v tolerančním pásmu žádné ze součástek. Obvod složený z těchto hodnot součástek je minimálně náchylný k změnám hodnot v tolerancích jednotlivých součástek a není třeba hledat jiné hodnoty pro součástky.

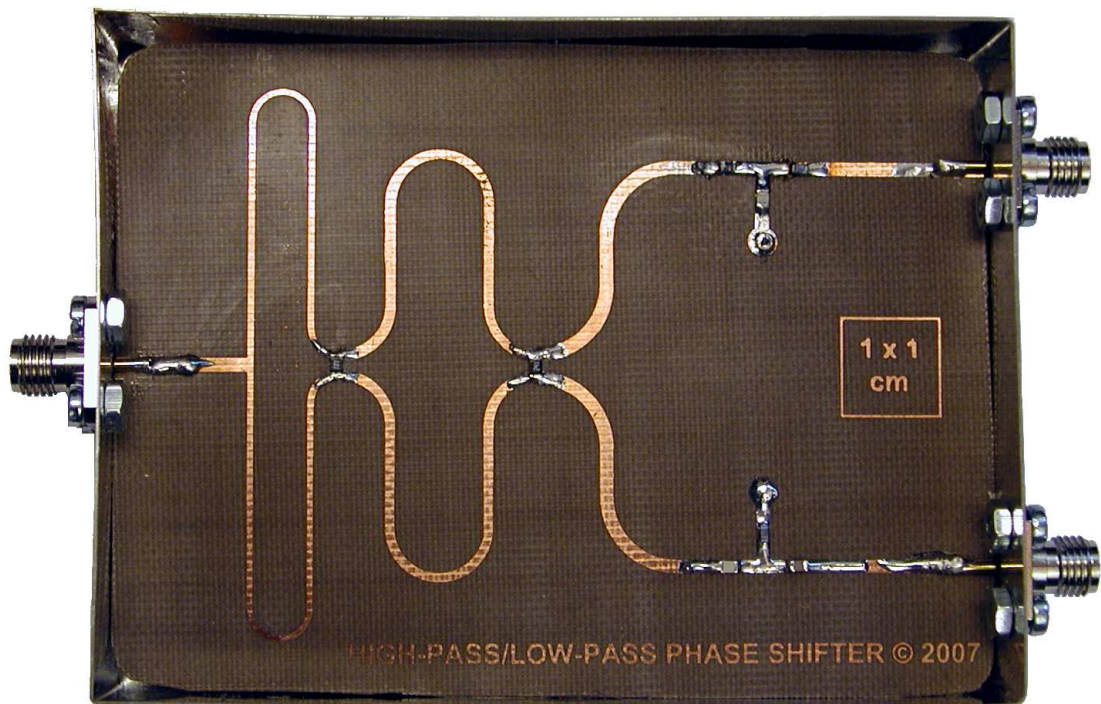
4.6 Mechanické provedení obvodu

Poslední část samotného návrhu je mechanické provedení obvodu. Celý navrhovaný obvod je potřeba umístit do krabíčky z pocínovaného plechu AH 102 o rozměrech 92 x 67 mm. Jednotlivá vedení byla zakřivena tak, aby se celý spoj vešel do krabíčky a zároveň aby poloměr zakřivení nebyl menší než pětinašobek šířka mikropásku. Pro umístění SMD součástek byla na vedení vytvořena mezera od velikosti 1mm pro velikost SMD 0805 a 0,8 mm pro velikost SMD 0603. Velikost SMD induktorů byla vybrána 0603 pro jejich vyšší hodnoty rezonanční frekvence než u velikosti 0805 použité pro rezistory a kapacitory. Nejdůležitější bylo zachování stejné délky obou větví, aby nedocházelo k nežádoucímu posuvu fáze i k nesprávné funkci děliče. Pro SMA konektory bylo potřeba v jejich okolí vymezit dostatečný prostor pro připájení a montáž a ponechat pro připájení dostatečně dlouhý rovný usek vedení.



Obr. 68: Návrh motivu mikropáskového vedení

Vyrobená destička s provrtanými dírkami pro prokovky byla vložena a připájena do krabičky, vstupní a výstupní brána brány připájeny k destičce i krabičce, prokovky a součástky pro povrchovou montáž připájeny na svá místa. Zrealizovaný obvod vyfotografován (Obr. 69).

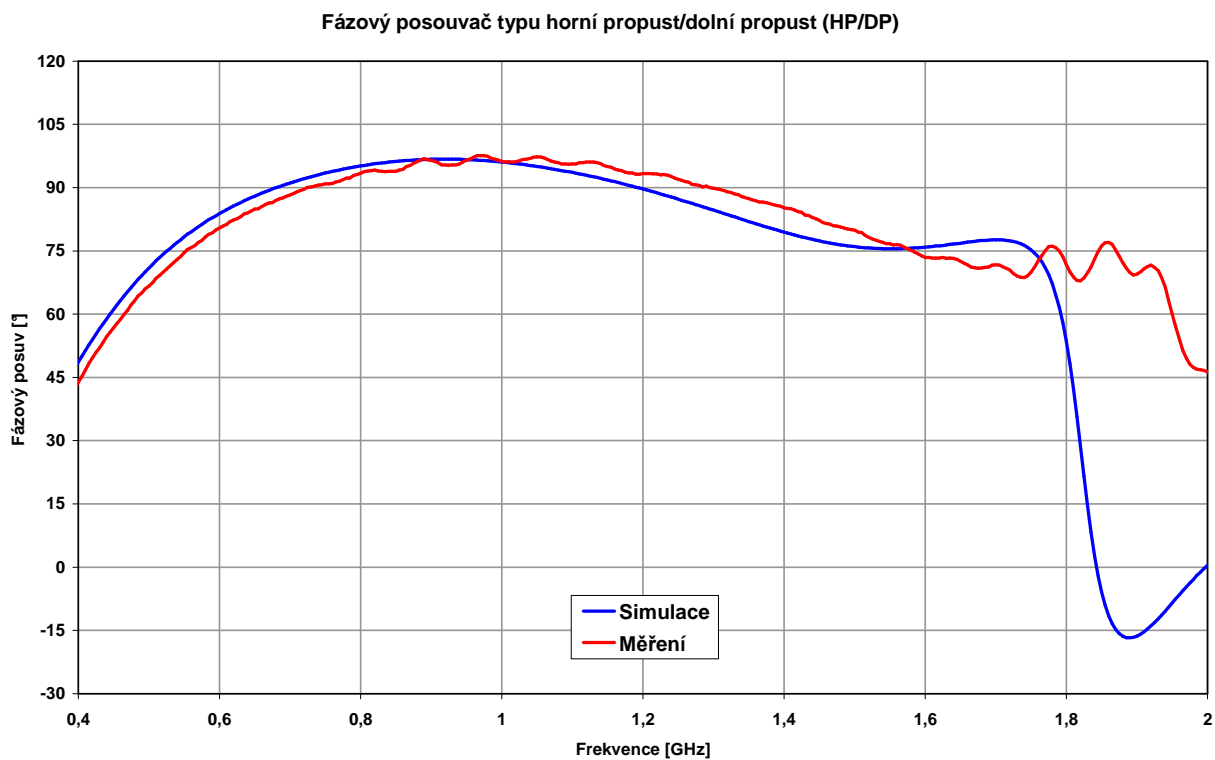


Obr. 69: Fotografie zrealizovaného fázového posouvače typu HP/DP s dvoustupňovým Wilkinsonovým děličem výkonu

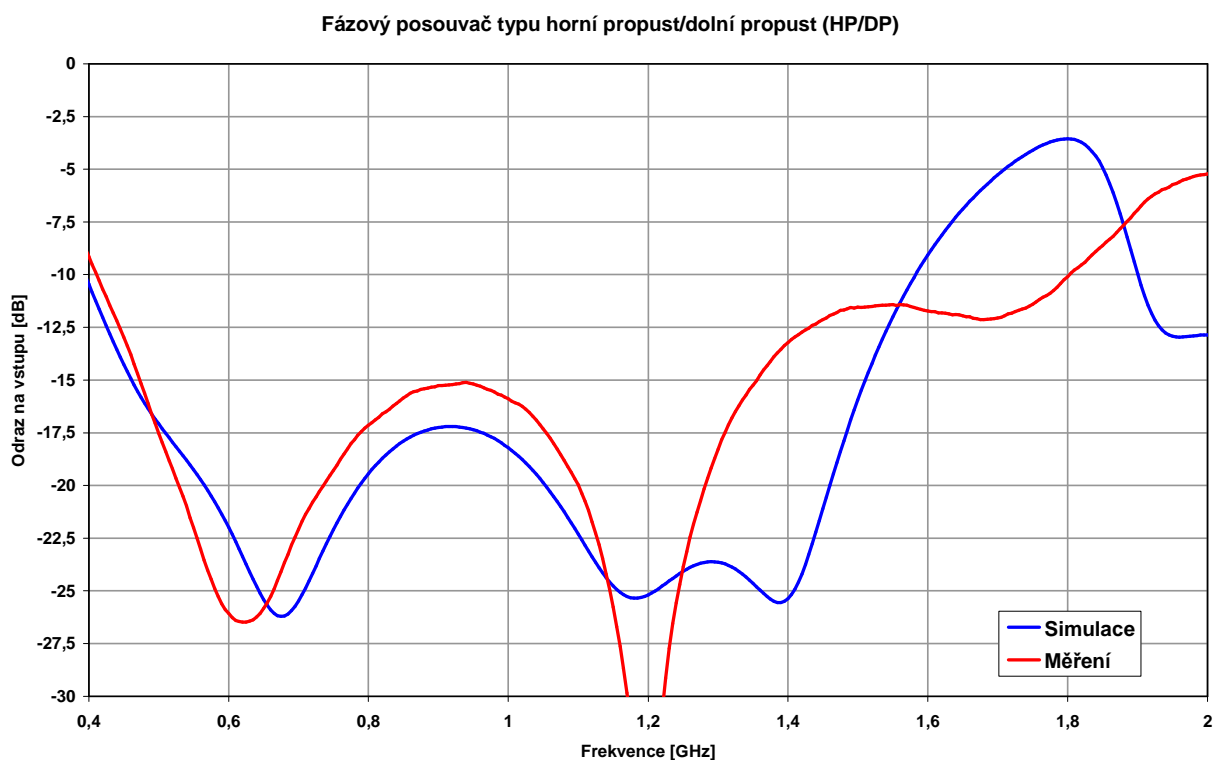
4.7 Výsledek měření

K měření byl využit vektorový analyzátor zn. Agilent E8364A. Měření proběhlo na konektorech typu SMA a vektorový analyzátor byl zkalibrován metodou typu SOLT (Short-Open-Load-Thru) a kalibrační sadou pro konektory typu 3,5 mm (s nimiž jsou SMA mechanicky kompatibilní). Frekvenční rozsah pro měření byl od 0,1 GHz do 3 GHz s krokem 5 MHz. Jelikož se jedná o trojbran, byla učiněna tři dílčí měření obvodu jako dvoubranu se třetí branou zakončenou bezodraznou koncovkou. Fázový posuv byl vypočítán z rozdílu fází přenosu mezi branami 1→2 a 1→3.

Pro porovnání byly do grafu s výsledky měření uvedeny i výsledky simulací v AWR Design Environment (Obr. 70 až Obr. 74).



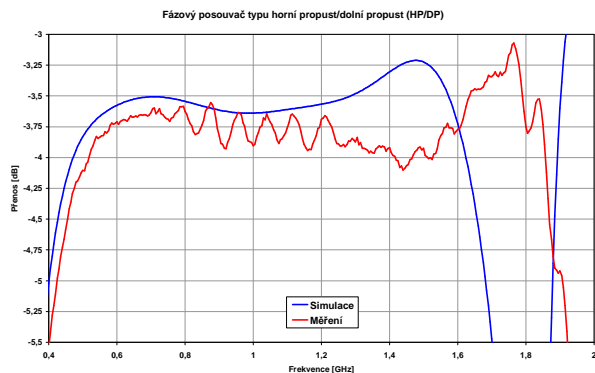
Obr. 70: Porovnání výsledků simulace s měřením fázového posuvu posouvače typu HP/DP pro posuv 90° pro 1 GHz;



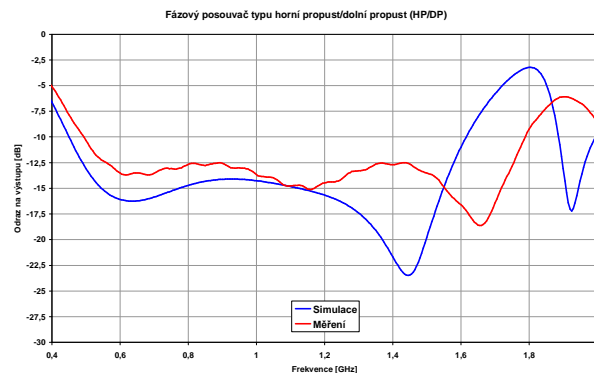
Obr. 71: Porovnání výsledků simulace s měřením odrazu vstupního signálu posouvače typu HP/DP pro posuv 90° pro 1 GHz;

Frekvenční pásmo pro posuv o $90^\circ \pm 10\%$ se nepatrně změnilo oproti simulovaným hodnotám a je od 0,615 GHz do 1,45 GHz, viz Obr. 70.

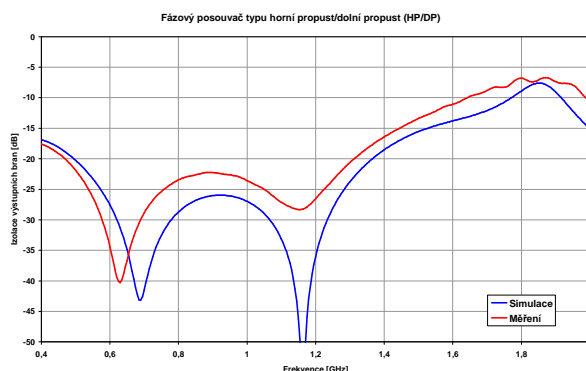
U odrazu na vstupu je patrné zhoršení proti simulovanému obvodu, kde na konci frekvenčního pásma pro definovaný posuv prudce narůstá. Šířka pásma pro odrazy menší než -15 dB je od 0,475 GHz do 1,355 GHz, viz Obr. 71.



Obr. 72: Porovnání výsledků simulace s měřením přenosu posouvače typu HP/DP pro posuv 90° pro 1 GHz;



Obr. 73: Porovnání výsledků simulace s měřením odrazu signálu na výstupu posouvače typu HP/DP pro posuv 90° pro 1 GHz;



Obr. 74: Porovnání výsledků simulace s měřením izolace výstupních bran posouvače typu HP/DP pro posuv 90° pro 1 GHz;

U grafů s měřenými hodnotami jsou patrné zákmity, které mohou mít za příčinu špatnou kalibraci anebo rezonancemi na dlouhých vedeních vektorového analyzátoru.

5 Závěr

V první části práce jsem se vypracoval stručný přehled o jednotlivých typech fázových posouvačů pro mikrovlnná pásma. U fázových posouvačů, které umožňovaly simulaci v programu WinMide nebo AWR Design Environment bez hlubší analýzy, jsem provedl simulaci a její výsledky zde prezentoval v kapitole 3.

V teoretické části jsem uvedl i informace o dalších nezbytných součástech navrhovaného obvodu, zejména o Wilkinsonově děliči výkonu či náhradních modelech součástek pro povrchovou montáž SMD.

V druhé části práce jsem se věnoval simulaci, návrhu a realizaci fázového posouvače typu horní a dolní propust. Při návrhu jsem postupně zpřesňoval simulovaný model obvodu tak, abych jej co nejvíce přiblížil reálnému obvodu. K obvodu jsem přidal všechny části, které reálný obvod bude mít. Jednotlivé náhradní obvody SMD součástek jsem buď převzal z literatury, nebo jsem provedl vlastní analýzu a z katalogových hodnot součástky zjistil hodnoty pro jednotlivé prvky jejího náhradního zapojení. Před samotným posouvačem jsem umístil dvoustupňový Wilkinsonův dělič výkonu, u kterého jsem ještě předtím provedl jeho optimalizaci. Při postupném přibližování simulovanému obvodu reálnému jsem musel korigovat i hodnoty induktorů a kapacit samotného posouvače, abych udržel frekvenční pásmo v okolí 1 GHz a zachoval co možná největší šířku pásma. Během celého návrhu jsem se pokoušel navrhnout obvod s co nejmenšími odrazy, ale musel jsem při postupném zpřesňování snížit své požadavky na odraz, abych tím nezužoval pásmo s konstantním posuvem.

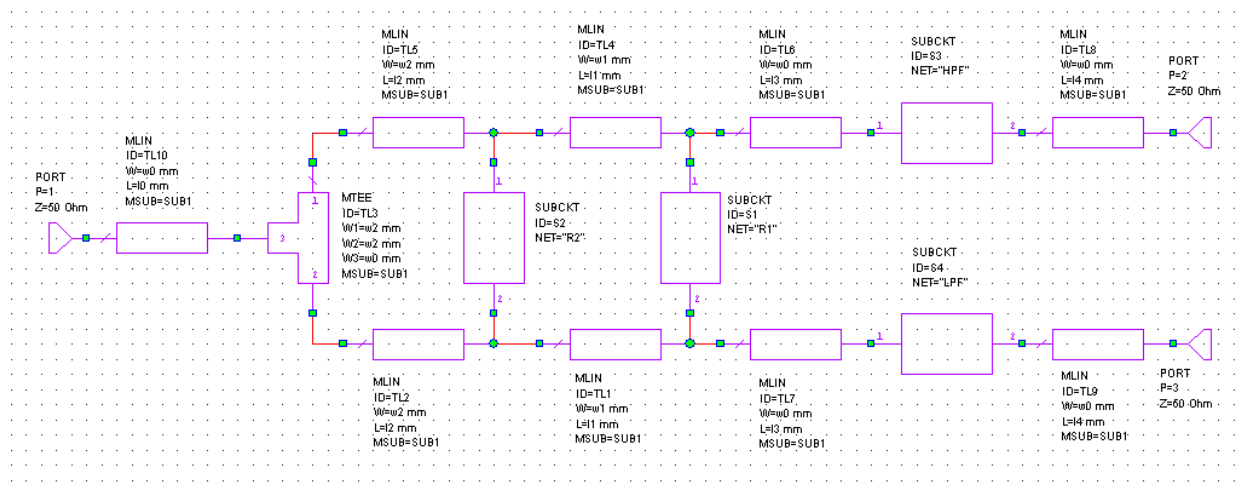
Fyzicky zrealizovaný a změřený obvod se svými parametry výrazně nelišil od obvodu simulovaného, viz kapitola 4.7. Hlavním ukazatelem kvality obvodu je šířka pásma s konstantním posuvem fáze. Frekvenční pásmo pro posuv o $90^\circ \pm 10\%$ je od 0,615 GHz do 1,45 GHz (Obr. 70) a hodnoty odrazu ve většině šířky pásma nepřesahují -15 dB (Obr. 71).

Z výsledků reálného obvodu považuji svoji práci za úspěšnou. Lepších výsledků by mohlo být docíleno zkrácením vzdáleností vedení mezi osazenými diskretních součástkami a využitím součástkové řady s menším rozestupem hodnot a menších tolerancí.

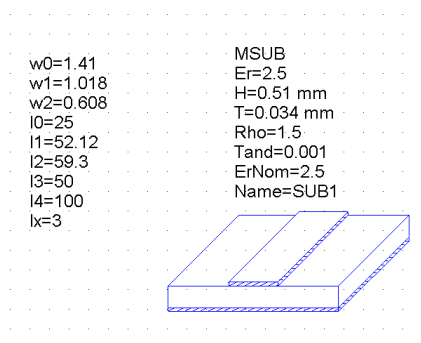
Použitá literatura

- [1] R.V. Garver. „Broad-Band Diode Phase Shifter“. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, May 1972, pp. 314-323.
- [2] R.B. Wilds. „Try $\lambda/8$ Stubs for Fast Fixed Phase Shift“. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, December 1979, pp. 67-68.
- [3] *Microwaves Encyclopedia* na <www.microwaves101.com> („Phase Shifters“, „Ferroelectric Phase Shifters“, „High-Pass/Low-Pass Phase Shifters“, „Loaded-Line Phase Shifters“, „Reflection Phase Shifters“, „Schiffman Phase Shifters“, „Switched Line Phase Shifters“, „Wilkinson power splitters“, „Multistage Wilkinson“)
- [4] B.M. Schiffman. „A New Class of Broad-Band Microwave 90-Degree Phase Shifters“. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, April 1958, pp. 232-237.
- [5] Karel Hoffmann. *Planární mikrovlnné obvody*. Vydavatelství ČVUT, listopad 2003.
- [6] Jan Vobecký, Vít Záhlava. *Elektronika, součástky a obvody, principy a příklady*. Grada Publishing, 2001.
- [7] Timothy M. Hancock, Gabriel M. Rebeiz. „A 12-GHz SiGe Phase Shifter With Integrated LNA“. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, March 2005, pp. 977-983.
- [8] Yalcin Ayasli, Steven W. Miller, Robert Nouzi, Larry K. Hanes. „Wide-Band Monolithic Phase Shifter“. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, December 1984, pp. 1710-1714.
- [9] Tsung-Nag Kuo, Shih-Cheng Lin, Chun Hsiung Chen. „Compact Ultra-Wideband Bandpass Filters Using Composite Microstrip-Coplanar-Waveguide Structure“. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, October 2006, pp. 3772-3777.
- [10] Thomas A. Winslow. „Component Modeling for PCB Design“. *IEEE Microwave Magazine*, vol.1, number 1, March 2000, pp. 61-63.
- [11] Vratislav Davídek, Miloš Laipert, Miroslav Vlček. *Analogové a číslicové filtry*. Vydavatelství ČVUT, 2004.
- [12] Martin Mayer. *Diferenciální fázové posouvače*. Semestrální projekt, leden 2007.

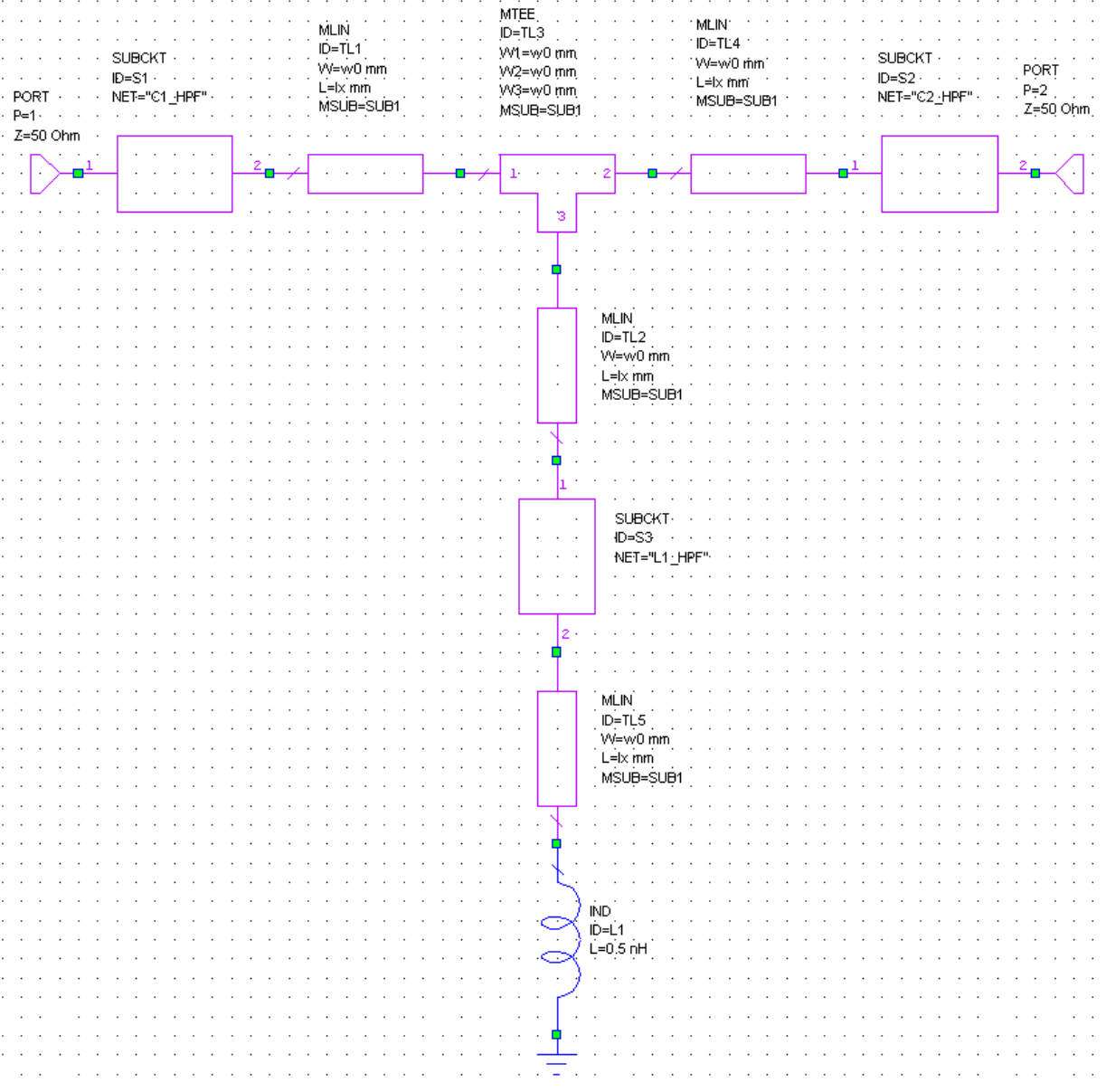
Příloha č.1- Schémata obvodu pro simulaci



Obr. 75: Celkové schéma fázového posouvače typu HP/DP a děliče výkonu; z programu AWR Design Environment

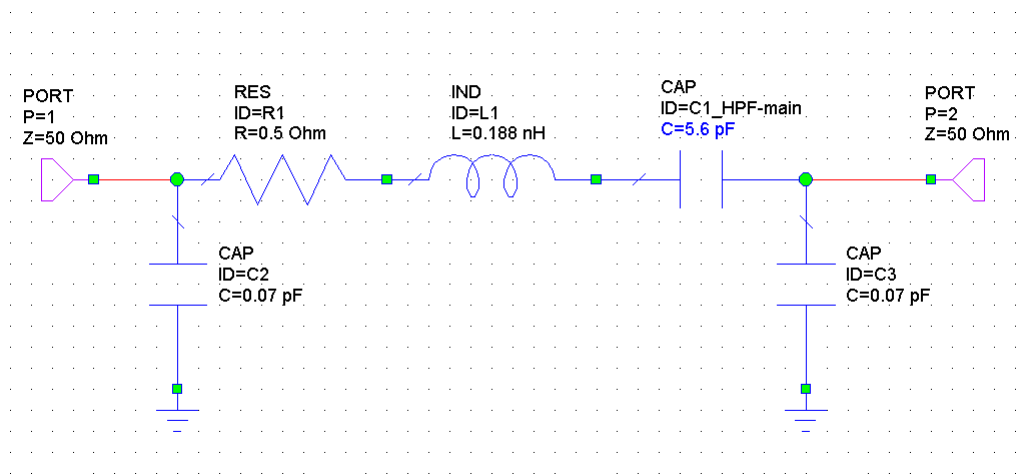


Obr. 76: Globální proměnné schématu a substrát Arlon; z programu AWR Design Environment

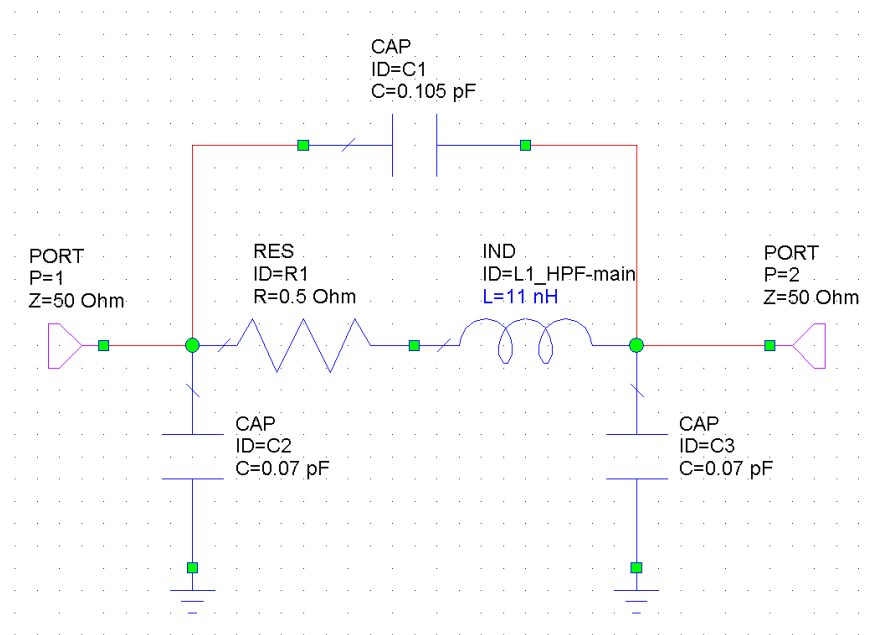


Obr. 77: Celkové schéma zapojení filtru horní propusti; z programu AWR Design Environment

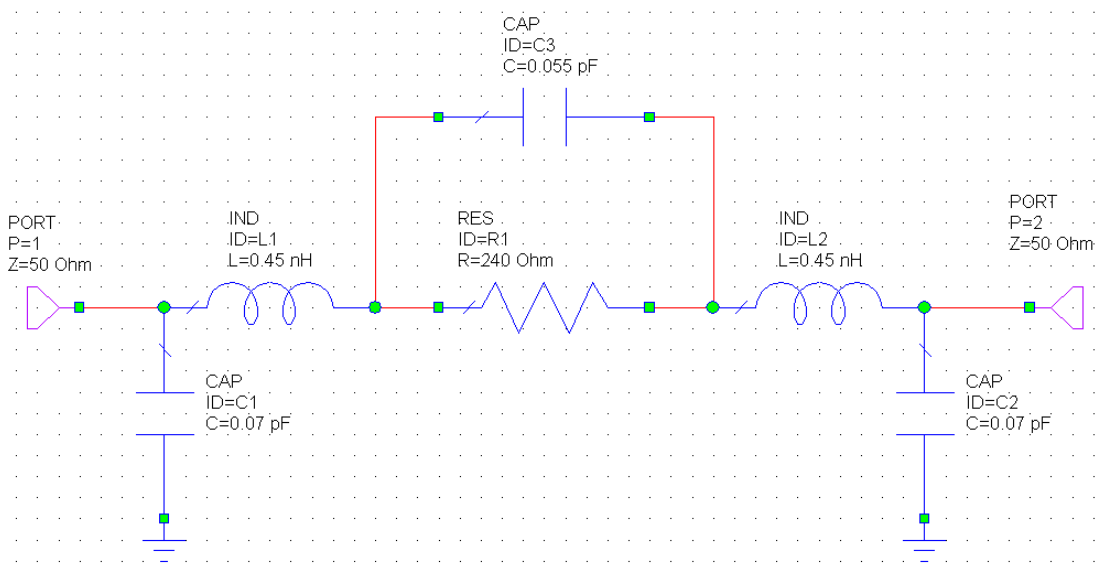
Schéma obvodu dolní propusti je obdobou schématu horní propusti (Obr. 77).



Obr. 78: Obvod náhradního modelu SMD kapacitoru; kapacitor C1 horní propusti;
z programu AWR Design Environment



Obr. 79: Obvod náhradního modelu SMD induktoru; induktor L1 horní propusti; z programu
AWR Design Environment



Obr. 80: Obvod náhradního modelu SMD rezistoru; rezistor R1 děliče výkonu; z programu AWR Design Environment

Níže jsou uvedeny hodnoty parazitních prvků pro jednotlivé velikosti součástek, sériová indukčnost kapacitorů a paralelní kapacita induktorů. Ostatní hodnoty prvků náhradních modelů jsou nezměněny (Obr. 78, Obr. 79 a Obr. 80).

| | | Hodnoty součástek | Hodnoty parazitních prvků náhradního obvodu |
|---------------|----------------|-------------------|---|
| Horní propust | C ₁ | 5,6 pF | 0,188 nH |
| | C ₂ | 10 pF | 0,158 nH |
| | L ₁ | 11 nH | 0,105 pF |
| Dolní propust | C ₁ | 1,2 pF | 0,7124 nH |
| | L ₁ | 4,3 nH | 0,365 pF |
| | L ₂ | 3,6 nH | 0,398 pF |